

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EDERSON DOS REIS

**MODELO DINÂMICO E
ACIONAMENTO DE MÁQUINA YASA
MULTIFÁSICA PARA TRACÇÃO
ELÉTRICA**

Porto Alegre
2022

EDERSON DOS REIS

**MODELO DINÂMICO E
ACIONAMENTO DE MÁQUINA YASA
MULTIFÁSICA PARA TRACÇÃO
ELÉTRICA**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de concentração: Energia

ORIENTADOR: Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert

Porto Alegre
2022

EDERSON DOS REIS

**MODELO DINÂMICO E
ACIONAMENTO DE MÁQUINA YASA
MULTIFÁSICA PARA TRACÇÃO
ELÉTRICA**

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Paulo Roberto Eckert , UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul -
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho , UFRGS

Doutor pela University of Wales College of Cardiff – Gales

Prof. Dr.-Ing. Luís Alberto Pereira , UFRGS

Doutor pela Universität Kaiserslautern – Kaiserslautern, Alemanha

Prof. Dr. Tércio André dos Santos Barros , UNICAMP

Doutor pela Universidade Estadual de Campinas – Campinas, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

Porto Alegre, setembro de 2022.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha esposa Fabiana, a meu filho Ederson Júnior e a minha mãe Maria Heloisa, pela paciência, compreensão, amor e dedicação que têm participado de todas as minhas conquistas principalmente nos momentos mais difíceis.

AGRADECIMENTOS

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

Aos colegas e professores do PPGEE com quem convivi durante o período de mestrado. Aos colegas do LMEAE, pelo auxílio nas tarefas desenvolvidas, em especial aos colegas Rodrigo Parizzoto e Evandro Claiton Goltz, pelo apoio fornecido em diversas ocasiões.

Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, GEPOC, da Universidade Federal de Santa Maria, que disponibilizou o laboratório para realizar os ensaios deste trabalho. Ao professor Rodrigo Padilha Vieira, pela disponibilidade para tratar de assuntos relacionados a esta dissertação.

Um agradecimento especial ao meu colega e grande amigo Lucas Rossato Rocha do GEPOC, que contribuiu de forma excepcional, sendo no auxílio de ensaios, troca de ideias e busca de soluções. Sempre prestativo e disposto a ajudar durante os procedimentos realizados no laboratório e esclarecimento posteriores. Sua amizade e companheirismo marcaram positivamente esta jornada.

Um agradecimento expressivo ao professor Dr. Paulo Roberto Eckert pela oportunidade que me deu ao ingresso ao PPGEE, além do auxílio, conselho, esclarecimentos e paciência durante sua orientação que foi realizada com grande profissionalismo e dedicação.

Cabe também um agradecimento aos meus colegas de trabalho que me incentivaram e ajudaram quando tive de dispor horas de trabalho em favor da dedicação ao mestrado.

A todos que foram essenciais para mim neste processo de aprendizagem profissional de forma direta e indireta.

RESUMO

Este trabalho tem como principais objetivos o desenvolvimento do modelo dinâmico e o acionamento vetorial de uma máquina YASA (*Yokeless and Segmented Armature*) multifásica voltada para tração elétrica. A máquina utilizada como estudo de caso pode ser alimentada com 3, 5 ou 15 fases, conforme conexão elétrica de seus enrolamentos. A fim de considerar a aplicação veicular, são utilizados ciclos de condução que servem de referência para a velocidade e são utilizados modelos de dinâmica veicular para definição do conjugado de carga a ser desenvolvido pela máquina. Com vistas à implementação do acionamento, o modelo dinâmico de parâmetros concentrados da máquina para alimentação trifásica e pentafásica é obtido no referencial bifásico síncrono. Para tanto são empregadas as transformadas de Clarke e Park que permitem a utilização do modelo síncrono, independentemente do número de fases. Por meio destas técnicas é desenvolvido o acionamento do motor utilizando o controle por orientação de campo (*Field Oriented Control-FOC*). Para fins de análise e validação, o trabalho faz uso da ferramenta computacional Matlab/Simulink para implementação dos modelos analíticos de parâmetros concentrados da máquina na configuração trifásica e pentafásica e apresenta ensaios experimentais de operação com e sem carga mecânica. Os resultados demonstraram boa concordância entre as curvas experimentais e as dos modelos analíticos; além disso, as curvas de referência do ciclo de condução foi seguida de forma satisfatória indicando a possibilidade de uso da máquina YASA multifásica com o controle desenvolvido em aplicações de tração veicular.

Palavras-chave: Ciclos de condução, Controle por orientação de campo, Máquina multifásica, Máquina YASA, Tração elétrica.

ABSTRACT

The main objectives of this work are developing the dynamic model and the vector drive of a multiphase YASA (Yokeless and Segmented Armature) machine for application to electric traction. The machine used as a case study can be fed with 3, 5, or 15 phases, depending on the electrical connection of its windings. In order to consider the vehicular application, driving cycles are used that serve as a reference for the speed and vehicular dynamics models used to define the load torque to be developed by the machine. For the implementation of the drive, the dynamic model of lumped parameters of the machine for three-phase and five-phase configurations is obtained in the synchronous reference frame. For this purpose, the Clarke and Park transforms are used, which allow the use of the synchronous model, regardless of the number of phases. Through these techniques, the motor drive was developed using Field Orientation Control (FOC). For analysis and validation purposes, the work makes use of the Matlab/Simulink computational tool to implement the analytical models of lumped parameters of the machine and the FOC in the three-phase and five-phase configuration and presents experimental tests of operation with and without mechanical load. The results showed good agreement between the experimental curves and those of the analytical models; in addition, the reference curves of the driving cycle were satisfactorily followed, indicating the possibility of using the multiphase YASA machine with the control developed in vehicular traction applications.

Keywords: Driving cycles, Field Oriented Control, Multiphase machine, YASA machine, Electric traction.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 –	Características de desempenho de motores à combustão interna.	21
Figura 2 –	Características de desempenho de motores elétricos acionados para aplicação em tração elétrica.	21
Figura 3 –	Combinações de topologias de sistemas de tração para veículos elétricos.	23
Figura 4 –	Forças atuantes em um veículo em rampa.	25
Figura 5 –	Ciclo de condução LA-4 baseado no tráfego da cidade de Los Angeles.	27
Figura 6 –	Diagrama para SAE J227a.	27
Figura 7 –	Ciclo de condução ECE-15.	28
Figura 8 –	Ciclo de condução NEDC.	28
Figura 9 –	Ciclo de condução 10-15 Mode.	29
Figura 10 –	Mapa qualitativo de eficiência para PMSM, IM e SRM.	30
Figura 11 –	Diagrama de estrutura de máquinas DSSRM - U-DSSRM (a), C-DSSRM(b).	30
Figura 12 –	Esquemático de controle por orientação de campo - máquina PMSM de 5 fases.	36
Figura 13 –	Inversor trifásico (a) do tipo fonte de corrente e (b) do tipo fonte de tensão - VSI.	37
Figura 14 –	Topologia de conversores multifásicos de fases isoladas com (a) uma fonte CC e (b) com duas fontes CC.	39
Figura 15 –	Topologia de conversores multifásicos unilaterais com (a) um ponto de neutro e (b) com múltiplos pontos de neutro.	40
Figura 16 –	Máquinas AFPM NS-Torus-S (a) e NN-Torus-S (b).	42
Figura 17 –	Imagem da topologia de máquina YASA.	43
Figura 18 –	Imagem da máquina YASA protótipo utilizada neste trabalho.	45
Figura 19 –	Fotografia da máquina YASA protótipo utilizada neste trabalho.	46
Figura 20 –	Vista axial do estator de meia máquina base com identificação das bobinas.	46
Figura 21 –	Diagrama Fasorial - Conexão 3 fases.	47
Figura 22 –	Diagrama Fasorial - Conexão 5 fases.	47
Figura 23 –	Diagrama Fasorial - Conexão 15 fases.	48
Figura 24 –	Representação das transformações de Clarke e Park.	49
Figura 25 –	Diagrama com eixos $\alpha\beta$ e $dq0$	50
Figura 26 –	Modelagem dinâmica no Simulink para determinação de i_d e i_q	52
Figura 27 –	Modelagem dinâmica no Simulink para determinação de T_e e ω_m	53
Figura 28 –	Diagrama do motor YASA trifásico comparado a um bloco PMSM do Matlab®.	53

Figura 29 –	Curvas ω_m e i_q comparando resultados do modelo desenvolvido e do modelo da biblioteca do Simulink/Matlab [®]	54
Figura 30 –	Diagrama do controle por orientação de campo da máquina pentafásica.	55
Figura 31 –	Controladores discretos implementados no Simulink/Matlab [®]	57
Figura 32 –	Diagrama de simulação da máquina YASA trifásica com ciclo de condução EC15.	59
Figura 33 –	Velocidade e torque requerido por uma <i>scooter</i> no ciclo de condução ECE-15.	60
Figura 34 –	Velocidade angular desenvolvida pela máquina YASA de 3 e 5 fases no ciclo de condução ECE-15 tracionando um veículo do tipo <i>scooter</i>	61
Figura 35 –	Torque produzido pela máquina YASA de 3 e 5 fases no ciclo de condução ECE-15 para tracionar um veículo do tipo <i>scooter</i>	61
Figura 36 –	Medição de resistência do estator - 3 e 5 fases.	63
Figura 37 –	Ligação elétrica para medição de indutância síncrona - 3 e 5 fases.	64
Figura 38 –	Ensaio para determinação da indutância síncrona da Fase A na máquina trifásica.	64
Figura 39 –	Tensão induzida e FFT da máquina de 03 fases a 40 rad/s.	65
Figura 40 –	Tensão induzida e FFT da máquina de 05 fases a 40 rad/s.	66
Figura 41 –	Curva de desaceleração da bancada a partir de 30 rad/s.	68
Figura 42 –	Fotografia do inversor multifásico com descrição de componentes.	69
Figura 43 –	Fotografia da máquina YASA acoplada à IPMSM através de um torquímetro.	70
Figura 44 –	Degraus de velocidade sem carga - 3 fases - velocidade angular mecânica.	72
Figura 45 –	Degraus de velocidade sem carga - 3 fases - corrente i_q	73
Figura 46 –	Degraus de velocidade sem carga - 3 fases - tensão v_q	73
Figura 47 –	Degraus de velocidade com - 3 fases - velocidade angular mecânica.	74
Figura 48 –	Degraus de velocidade com carga - 3 fases - corrente i_q	75
Figura 49 –	Degraus de velocidade com carga - 3 fases - corrente i_d	75
Figura 50 –	Rampa de velocidade com carga - 3 fases - velocidade angular.	76
Figura 51 –	Rampa de velocidade com carga - 3 fases - corrente i_q	76
Figura 52 –	Rampa de velocidade com perturbação do tipo degrau de carga.	77
Figura 53 –	Degraus de velocidade sem carga - 5 fases - velocidade angular mecânica.	78
Figura 54 –	Degraus de velocidade sem carga - 5 fases - corrente i_q	78
Figura 55 –	Degraus de velocidade sem carga - 5 fases - corrente i_d	79
Figura 56 –	Degraus de velocidade com carga - 5 fases - velocidade angular mecânica.	79
Figura 57 –	Degraus de velocidade com carga - 5 fases - corrente i_q	80
Figura 58 –	Rampa de velocidade com carga - 5 fases - velocidade angular mecânica.	80
Figura 59 –	Rampa de velocidade com carga - 5 fases - corrente i_q	81
Figura 60 –	Velocidade angular - comparativo entre 3 e 5 fases.	81
Figura 61 –	Corrente i_q - comparativo entre 3 e 5 fases.	82
Figura 62 –	Corrente i_d - comparativo entre 3 e 5 fases.	82
Figura 63 –	Velocidade angular com ciclo de condução com alimentação pentafásica.	84

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 –	Parâmetros Nominais de 4 variações do ciclo de condução SAE J227a	28
Tabela 2 –	Características do protótipo da máquina YASA multifásica.	44
Tabela 3 –	Ganhos dos controladores da máquina de 3 fases.	58
Tabela 4 –	Ganhos dos controladores da máquina de 5 fases.	58
Tabela 5 –	Parâmetros de um veículo do tipo <i>scooter</i>	60
Tabela 6 –	Parâmetros eletromagnéticos do modelo dinâmico.	66
Tabela 7 –	Parâmetros mecânicos do modelo dinâmico.	68
Tabela 8 –	Dados Motor IPMSM	70
Tabela 9 –	Torque Analítico / Torquímetro	71

LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AFPM	<i>Axial-Flux Permanent Magnet</i>
BLDC	<i>Brushless DC</i>
CA	<i>Alternate Current</i>
CAD	<i>Computer Aided Design</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DOF	<i>Degrees of Freedom</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EESM	<i>Electrically Excited Synchronous Machine</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
FC	<i>Full Cell Vehicle</i>
FCHEV	<i>Full Cell Hybrid Electric Vehicle</i>
FMM	Força Magneto-Motriz
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
GEPOC	Grupo de Eletrônica de Potência e Controle
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
HSEV	<i>Hybrid Solar Electric Vehicle</i>
ICE	<i>Internal Combustion Engine</i>
IM	<i>Induction Machines</i>
IPC	<i>Intelligent Power Core</i>
LMEAE	Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia
MCP	<i>Model Predictive Control</i>
MEF	Método de Elementos Finitos
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MTPA	<i>Maximum Torque Per Ampere</i>

NdFeB	Neodímio-Ferro-Boro
PI	Proporcional-Integral
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SRM	<i>Switched Reluctance Machines</i>
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
YASA	<i>Yokeless and Segmented Armature</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área frontal do veículo [m ²]
B	Coefficiente de atrito viscoso [Nms]
C_d	Coefficiente de arraste aerodinâmico [-]
E_{a1}	Tensão induzida - componente fundamental [V]
F_{ad}	Força de arrasto aerodinâmico [N]
F_{la}	Força de aceleração veicular [N]
F_{rr}	Força de resistência ao rolamento [N]
$F_{\mu a}$	Força tracionária das rodas [N]
f	Frequência [Hz]
G	Relação de transmissão [-]
g	Aceleração de gravidade [m/s ²]
i_d	Corrente de eixo direto [A]
i_q	Corrente de eixo em quadratura [A]
I_{RMS}	Corrente eficaz de fase da IPMSM [A]
J	Momento de inércia [kgm ²]
k_{id}	Ganho integral de eixo direto [-]
k_{iq}	Ganho integral de eixo em quadratura [-]
$k_{i\omega}$	Ganho integral de velocidade angular [-]
k_{pd}	Ganho proporcional de eixo direto [-]
k_{pq}	Ganho proporcional de eixo em quadratura [-]
$k_{p\omega}$	Ganho proporcional de velocidade angular [-]
L_d	Indutância de eixo direto [H]
L_M	Indutância mútua [H]
L_q	Indutância do eixo em quadratura [H]
L_s	Indutância síncrona do estator da máquina YASA [H]
L_{s3}	Indutância síncrona do estator da máquina YASA trifásica [H]

L_{s5}	Indutância síncrona do estator da máquina YASA pentafásica [H]
L_{sL}	Indutância síncrona do estator da máquina IPMSM [H]
m	Número de fases [-]
m_v	Massa do veículo [kg]
n	Rotação [rpm]
n_g	Eficiência do sistema de transmissão [-]
p	Número de pares de polos [-]
Q_a	Número de ranhuras na armadura [-]
R_s	Resistência de fase do estator da YASA [Ω]
R_{s3}	Resistência de fase do estator da YASA trifásica [Ω]
R_{s5}	Resistência de fase do estator da YASA pentafásica [Ω]
R_{sL}	Resistência de fase do estator da IPMSM [Ω]
R_{carga}	Resistência de carga da IPMSM [Ω]
r	Raio da roda [m]
T_e	Torque eletromagnético [Nm]
T_L	Torque da carga [Nm]
T_m	Torque mecânico do motor [Nm]
T_s	Período de amostragem [s]
t_p	Número de máquinas base [-]
v	Velocidade do veículo [m/s]
v_d	Tensão em eixo direto [V]
v_q	Tensão em eixo em quadratura [V]
V_{LP}	Tensão de linha de pico da IPMSM [V]
θ_m	Ângulo mecânico [rad]
λ	Fluxo magnético concatenado [Wb]
μ_{rr}	Coefficiente de resistência ao rolamento [-]
ρ	Peso específico do ar [kg/m^3]
τ	Constante de tempo elétrica [s]
τ_n	Constante de tempo mecânica [s]
ψ	Inclinação da rampa [$^\circ$]
ψ_{pm}	Fluxo magnético dos ímãs permanentes [Wb]
ω	Velocidade angular elétrica [rad/s]
ω_i	Largura de banda dos controladores de corrente [rad/s]
ω_m	Velocidade angular mecânica [rad/s]
ω_w	Largura de banda do controlador de velocidade angular [rad/s]

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
1.1	Motivação e Contextualização	17
1.2	Objetivos	18
1.3	Contribuições	19
1.4	Organização do Trabalho	19
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	20
2.1	Veículos Elétricos	20
2.1.1	Sistema de Tração de Veículos Elétricos	22
2.1.2	Fundamentos de Modelagem Veicular	25
2.1.3	Ciclos de Condução	26
2.2	Máquinas Elétricas para Aplicação Veicular	29
2.3	Máquinas Elétricas Multifásicas	31
2.3.1	Métodos de Controle	33
2.3.2	Topologias de Conversores Multifásicos	37
2.3.3	Técnica de Modulação para Inversores Multifásicos	41
2.3.4	Máquina YASA	41
3	MODELAGEM ANALÍTICA	44
3.1	Descrição da Máquina YASA Multifásica	44
3.2	Transformações de Coordenadas	48
3.3	Modelagem Dinâmica da Máquina Multifásica	50
3.3.1	Implementação dos Modelos Dinâmicos	52
3.4	Projeto de Controladores	54
3.4.1	Discretização dos Controladores	57
3.5	Modelagem de um Sistema de Tração com a Máquina YASA	59
4	DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO	62
4.1	Resistência Estatórica - R_s	62
4.2	Indutância Síncrona - L_s	63
4.3	Fluxo Magnético dos Ímãs - ψ_{pm}	65
4.4	Coefficiente de Atrito - B	66
4.5	Momento de Inércia - J	67
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO	69
5.1	Bancada de Testes	69
5.2	Determinação do Torque de Carga	70
5.3	Resultados na Configuração Trifásica	72

5.3.1	Ensaio Trifásico - Degrau	72
5.3.2	Ensaio Trifásico - Degrau Com Carga	74
5.3.3	Ensaio Trifásico - Rampa Com Carga	74
5.3.4	Ensaio Trifásico - Rampa Com Imposição De Degrau de Carga	76
5.4	Resultados da Configuração Pentafásica	77
5.4.1	Ensaio Pentafásico - Degrau	77
5.4.2	Ensaio Pentafásico - Degrau Com Carga	78
5.4.3	Ensaio Pentafásico - Rampa Com Carga	79
5.5	Análise Comparativa	81
5.6	Ciclos de Condução	83
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	85
	REFERÊNCIAS	87
	APÊNDICE A EQUACIONAMENTO DA MÁQUINA	91
	APÊNDICE B DESCRIÇÃO DO INVERSOR	95

1 INTRODUÇÃO

Um assunto que tem provocado grande preocupação na comunidade científica nas últimas décadas é a questão ambiental. As principais preocupações são fatores como emissão de CO₂ e gases de efeito estufa, escassez de combustíveis fósseis e o aumento da poluição nas grandes cidades. O setor de transportes é responsável por até 75% das emissões de gases que provocam o efeito estufa e com o aumento da população, estimada para até 9,8 bilhões de habitantes em 2050, a necessidade de veículos de transporte tende a crescer na mesma proporção. Portanto, a eletrificação de veículos é essencial para redução das emissões de carbono e consequentemente da melhoria das condições ambientais (LÓPEZ *et al.*, 2019).

Os veículos elétricos trazem como principais benefícios a emissão direta nula de gases poluentes e a melhor eficiência energética quando comparados com veículos à combustão. As questões ambientais e os benefícios dos veículos elétricos impulsionaram políticas de incentivo. Destaca-se, por exemplo, que diversos países já anunciaram como meta a comercialização de 100% dos veículos com emissão nula e, portanto, a descontinuidade de revenda de novos veículos à combustão. Incentivos fiscais na compra de veículos e medidas complementares como descontos em pedágios também são importantes para atrair consumidores e empresas para a escolha da opção elétrica (IEA, 2020).

Além do setor automotivo, o avanço tecnológico e de metodologia em projetos que elevou o desempenho das máquinas elétricas, dos conversores estáticos de acionamento e dos métodos de controle, incentivou também a procura por eletrificação no setor de transportes em áreas como naval e de aviação (SAVI *et al.*, 2020).

Embora existam diversas topologias de máquinas elétricas, os requisitos para uso em tração elétrica são muito mais exigentes do que para aplicações industriais em aspectos específicos como, por exemplo, densidade de conjugado e densidade de potência (CHAU, 2015).

As máquinas elétricas multifásicas representam uma alternativa viável às trifásicas em muitas aplicações de alta potência. Elas apresentam densidade de potência maior devido ao maior fator de enrolamento e devido à possibilidade de injeção de corrente de terceira harmônica em configurações de fases não múltiplas de três. Além disso, entre os benefícios que oferecem, pode-se citar ainda a operação mesmo com falta em uma ou mais fases, porém com potência reduzida após a falta. Destaca-se ainda que, comparativamente, a corrente nominal de uma máquina multifásica é menor do que de máquinas trifásicas de mesma potência e tensão, permitindo empregar conversores com correntes nominais reduzidas por fase, o que pode elevar a eficiência. Ainda, o maior número de fases leva a graus de liberdade adicionais, que podem ser explorados para fins de controle (CERVONE *et al.*, 2021).

Por outro lado, as máquinas AFPM (*Axial Flux Permanent Magnet*) têm sido objeto

de pesquisa significativa nos últimos 30 anos em uma ampla variedade de aplicações, desde sistemas de energia renovável até transporte, onde há muitas vezes restrição de comprimento axial e onde é necessária alta densidade de torque e alta eficiência. A necessidade de máquinas com desempenho cada vez maior, como peso reduzido, perdas reduzidas e facilidade de fabricação promoveu a investigação na utilização de materiais não tradicionais tanto para peças ativas e estruturais em máquinas de fluxo magnético axial (CAPPONI; DONATO; CARICCHI, 2012).

Este trabalho aborda o acionamento de uma máquina elétrica com topologia AFPM específica denominada de YASA (*Yokeless and Segmented Armature*) em uma configuração multifásica visando aplicação veicular. Assim, na sequência são apresentados as principais motivações e o contexto no qual se insere o conteúdo abordado nesta dissertação.

1.1 Motivação e Contextualização

De acordo com LÓPEZ *et al.*, 2019, a necessidade de eletrificação veicular está forçando a pesquisa e o desenvolvimento de novos conceitos e inovações para tornar os veículos elétricos (EV) e os veículos elétricos híbridos (HEV) mais eficientes, confiáveis e seguros a um custo acessível. Programas como o Horizonte 2020, o Conselho dos Estados Unidos para Pesquisa Automotiva (USCAR) e a Comissão Econômica e Social das Nações Unidas para a Ásia (UN ESCAP), que atuam na Europa, América do Norte e Ásia respectivamente, na questão tecnológica de VE/VEH estipularam objetivos para os sistemas de tração nos sistemas como:

1. Aumento da produção de torque de máquinas elétricas em 30% e velocidade em 50%;
2. Redução de 50% nas perdas do motor;
3. Aumento da densidade de potência em 50% nos conversores de potência e, ao mesmo tempo, redução das perdas do conversor de potência em 50%;
4. Otimização da eficiência geral de 20%;
5. Redução do peso e volume do sistema de *powertrain* (motor, conversor de potência e fonte de energia) em 40%;
6. Reduções de custos da máquina elétrica e eletrônica de potência em 4 vezes;
7. Simplificação dos sistemas de gerenciamento térmico com o mínimo de componentes adicionais possíveis;

Diversos dos requisitos acima listados dizem respeito a parâmetros de desempenho de máquinas elétricas. De forma qualitativa, segundo BENLAMINE *et al.*, 2014, os requisitos técnicos específicos de máquinas elétricas para *powertrains* são alta densidade de torque e potência, alta eficiência, ampla faixa de velocidade e custos atraentes. As Máquinas Síncronas de Ímãs Permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Machines - PMSM*) atendem a vários desses requisitos e por isso são amplamente utilizadas em tração elétrica. Especificamente, as máquinas de Ímãs Permanentes de Fluxo Axial (*Axial-Flux Permanent Magnet - AFPM*) ganharam grande interesse porque têm as vantagens do PMSM com altos níveis de densidade de torque (Nm/m^3) e densidade de torque específica

(Nm/kg) (KRISHNAN, 2010). Entre as máquinas AFPM, a topologia YASA se destaca pela alta densidade de torque e alta eficiência (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

Neste contexto, um aspecto técnico pouco explorado é o uso de máquinas elétricas multifásicas para *powertrains* elétricos. As máquinas elétricas multifásicas e também seu acionamento foram desenvolvidos inicialmente para aplicações em máquinas de alta potência para operar com tensões e correntes mais baixas por fase, tanto no inversor quanto na máquina. Além disso, outras vantagens podem ser citadas, como redução da ondulação de torque, redução do conteúdo harmônico da corrente do barramento CC e aumento da densidade potência e torque. Adicionalmente, um aspecto importante é que máquinas elétricas multifásicas também podem ser mais tolerantes a falhas devido a sua redundância inerente (LIU; LI; ZHENG, 2018).

As vantagens da máquina YASA e das máquinas multifásicas foram reunidas no trabalho desenvolvido por (GOLTZ, 2021). Neste trabalho, uma máquina YASA foi projetada para melhorar a densidade de torque desta topologia, dentre outros aspectos, através do aumento do número de fases em que a máquina é alimentada. Em particular, a máquina foi projetada com a possibilidade de ser conectada com três, cinco ou quinze fases elétricas simétricas. Foi demonstrado que a densidade de torque é melhorada e a ondulação de torque reduzida com o aumento do número de fases. Um trabalho a seguir desenvolveu um inversor multifásico para testar máquinas elétricas multiestrelas e multifásicas (PARIZOTTO, 2021), e a máquina projetada por (GOLTZ, 2021) foi testada com várias conexões elétricas diferentes. No trabalho de (PARIZOTTO, 2021) foi demonstrado, por exemplo, que a máquina multifásica não perde a sincronização mesmo quando uma ou duas fases estão abertas, o que demonstra a característica tolerante a falhas da máquina. Os aspectos abordados nos trabalhos de (GOLTZ, 2021) e (PARIZOTTO, 2021) são relevantes para aplicação em tração elétrica, uma vez que abordam o tema da densidade de torque e potência, além da confiabilidade.

Destaca-se, no entanto, que os trabalhos anteriores não desenvolveram e validaram modelos dinâmicos da topologia YASA e não elaboraram o acionamento com controle por orientação de campo para uma máquina YASA que pode operar com três ou cinco fases. O estudo da aplicabilidade da máquina multifásica YASA para aplicação em tração elétrica também não foi encontrado na literatura. Portanto, esta dissertação aborda estes tópicos específicos, com os objetivos e contribuições apresentados na sequência.

1.2 Objetivos

O objetivo geral desta dissertação é a determinação do modelo dinâmico e o acionamento vetorial aplicado a condições de tração elétrica de uma máquina YASA que pode ser alimentada com três ou cinco fases, a partir da reconexão elétrica entre bobinas.

Os objetivos específicos estão listados abaixo:

- determinação de modelo matemático e equacionamento para máquinas elétricas das topologia YASA. Derivado dos modelos de motores PMSM com equacionamento usando o referencial bifásico síncrono para três e cinco fases;
- obtenção experimental dos parâmetros dos modelos dinâmicos da máquina YASA com três e cinco fases;
- projeto e implementação do controle por orientação de campo na máquina YASA com três e cinco fases;

- avaliação da aplicabilidade da máquina YASA de três e cinco fases operando sob condições de velocidade e torque requeridos para uso em tração elétrica;
- validação dos modelos desenvolvidos através de ensaios em bancada utilizando um protótipo da máquina e inversor multifásicos.

1.3 Contribuições

Esta dissertação apresenta como principais contribuições:

1. validação de modelo dinâmico e determinação experimental de parâmetros deste modelo de uma máquina elétrica YASA que pode ser alimentada com três ou cinco fases, apenas realizando reconexão elétrica entre bobinas da máquina;
2. desenvolvimento e validação de acionamento com controle por orientação de campo da máquina YASA com três ou cinco fases.
3. análise da aplicabilidade da máquina YASA com três ou cinco fases operando nas condições exigidas para tração elétrica.

As contribuições elencadas estão detalhadas ao longo do texto.

1.4 Organização do Trabalho

O trabalho é dividido em 6 capítulos, sendo o primeiro a Introdução. Os capítulos subsequentes estão listados a seguir:

No Capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica. Neste capítulo são abordados aspectos sobre veículos elétricos e máquinas elétricas para uso em tração elétrica, além de máquinas elétricas e inversores multifásicos. Por fim, são abordados aspectos sobre a máquina elétrica YASA.

O Capítulo 3 aborda a modelagem dinâmica da máquina YASA com três e cinco fases e a estrutura para controle por orientação de campo nas duas configurações, abordando inclusive critérios utilizados para o projeto dos controladores PI. Por fim, é apresentada a determinação dos requisitos para tração elétrica de um veículo específico operando em um dado ciclo de condução e é simulado o comportamento da máquina nas duas configurações com os modelos dinâmicos determinados.

O Capítulo 4 descreve ensaios realizados com a máquina YASA na bancada experimental nas duas configurações com o objetivo de obter os parâmetros elétricos e mecânicos dos modelos dinâmicos.

No Capítulo 5 estão exibidos os resultados experimentais obtidos dos testes em bancada. São realizados ensaios a vazio, com carga e com um ciclo de condução equivalente com o objetivo principal de validar os modelos dinâmicos, o controle por orientação de campo e a aplicabilidade em tração elétrica.

Por fim, no Capítulo 6 é apresentada a conclusão geral do trabalho e são sugeridos trabalhos futuros a serem desenvolvidos como complemento desta dissertação.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Nesta seção são apresentadas as topologias de sistemas de tração de veículos elétricos, modelos equivalentes que permitem determinar o torque necessário para um motor de um veículo e os ciclos de condução padronizados que servem de referência para análise e dimensionamento de veículos.

2.1 Veículos Elétricos

Os veículos constituem os componentes cruciais da vida industrial moderna e são resultado de uma revolução industrial que começou na Europa e na América do Norte no século XIX, que privilegiou o uso de motores de combustão interna como o principal meio de força motriz. No entanto, o século XX testemunhou o surgimento de sérias preocupações ambientais e econômicas. Isso remodelou o cenário de fabricação, forçando os fabricantes automotivos a repensar a maneira como projetavam automóveis. Eles também recalibraram as expectativas do consumidor e do público de eficiência e sustentabilidade no transporte em geral (EMADI, 2015).

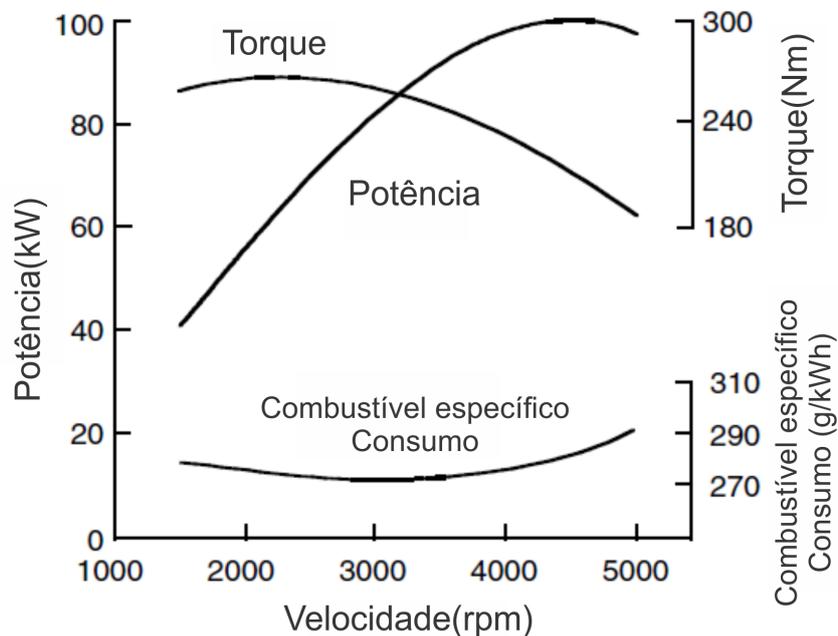
Os veículos elétricos usam motores elétricos para tração e baterias químicas, células de combustível, ultracapacitores e/ou volantes de inércia para suas fontes de energia correspondentes. O veículo elétrico apresenta muitas vantagens em relação ao veículo convencional com motor de combustão interna, como ausência de emissões, alta eficiência, independência do petróleo e operação silenciosa e suave (EHSANI *et al.*, 2005).

Os motores de combustão interna geralmente têm característica de torque *versus* velocidade bem distinta da característica de desempenho ideal exigida pela tração. Começa a funcionar em marcha lenta até que o torque máximo seja alcançado em uma velocidade intermediária. À medida que a velocidade aumenta, a pressão média diminui devido às perdas no coletor de admissão de ar e ocorre declínio no torque. A potência de saída, no entanto, aumenta ao máximo. Além deste ponto, o torque do motor diminui mais rapidamente com o aumento da velocidade resultando no declínio da potência do motor, conforme exibido na Figura 1. Em aplicações veiculares, a velocidade máxima permitida do motor geralmente é definida um pouco acima da velocidade de saída de potência máxima.

Já a maioria das topologias de motores elétricos podem ser acionados para apresentar uma característica de torque *versus* velocidade mais próxima do ideal. De uma forma geral, o motor elétrico pode produzir um torque máximo começando na rotação zero e tem a característica de potência constante a partir de um velocidade base, até atingir um limite máximo, conforme mostra a Figura 2.

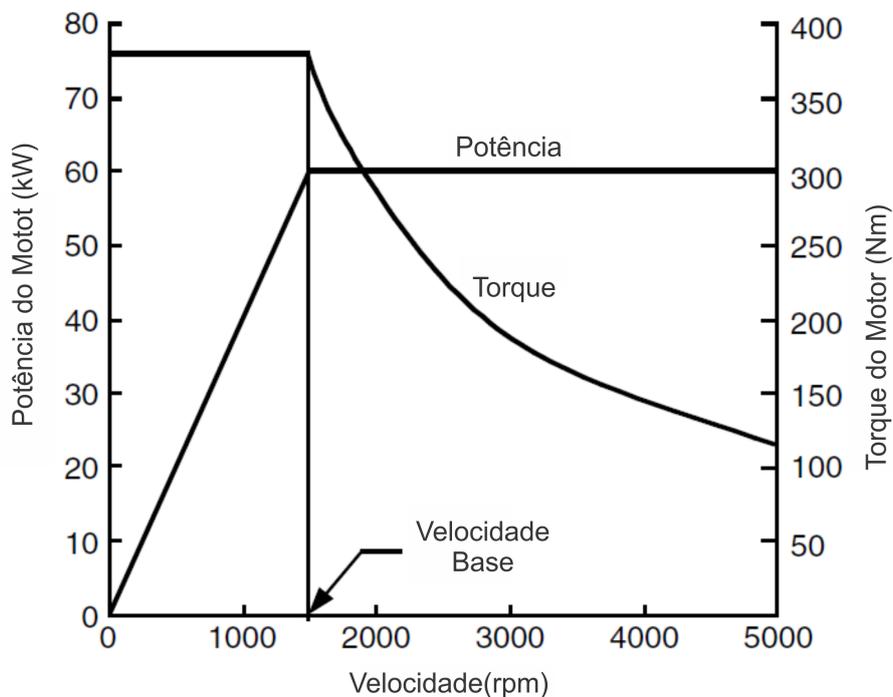
Para atender as exigências de potência tracionária em uma ampla gama de velocidades, um veículo a combustão deve possuir um sistema de transmissão (caixa de câmbio e

Figura 1 – Características de desempenho de motores à combustão interna.



Fonte: Adaptado de (EHSANI *et al.*, 2005).

Figura 2 – Características de desempenho de motores elétricos acionados para aplicação em tração elétrica.



Fonte: Adaptado de (EHSANI *et al.*, 2005).

embreagem) com um certo número de marchas. Uma vez que o perfil torque *versus* velocidade de um motor elétrico está próximo do ideal, uma transmissão de engrenagem simples ou dupla é geralmente utilizada.

2.1.1 Sistema de Tração de Veículos Elétricos

Um sistema de tração de um veículo elétrico moderno, também chamado *powertrain*, é constituído de três subsistemas principais: a propulsão elétrica, fonte de energia principal e fonte auxiliar. O subsistema de propulsão elétrica é composto por um controlador de veículo, conversor eletrônico de potência, motor elétrico, transmissão mecânica e rodas motrizes. O subsistema de fonte de energia envolve a fonte de energia, a unidade de gerenciamento de energia e a unidade de reabastecimento. O subsistema auxiliar consiste na unidade de direção hidráulica, na unidade de controle do condicionador de ar e na unidade de alimentação auxiliar (EHSANI *et al.*, 2005).

Com base nas entradas de controle como pedais do acelerador e freio, o controlador do veículo fornece sinais de controle adequados para o conversor eletrônico de potência, que funciona regulando o fluxo de potência entre a fonte de energia e o motor elétrico. O fluxo reverso de potência é devido à frenagem regenerativa do EV e esta energia regenerada pode ser restaurada para a fonte de energia, desde que ela seja receptiva. A maioria das baterias, capacitores e volantes de inércia possuem a capacidade de receber a energia que pode ser regenerada. A unidade de gerenciamento de energia coopera com o controlador do veículo e funciona com a unidade de reabastecimento de energia para controlar a unidade de reabastecimento e monitorar a fonte de energia. A fonte de alimentação auxiliar fornece a energia necessária em diferentes níveis de tensão para todos os elementos auxiliares dos EVs.

Há uma variedade de configurações de EVs possíveis devido às variações nas características de propulsão elétrica e fontes de energia (EHSANI *et al.*, 2005). A Figura 3 mostra as topologias de uso de sistemas de tração para EVs. A figura exibida em (a) mostra a configuração em que uma propulsão elétrica substitui o motor à combustão por um sistema de tração em um veículo convencional. Consiste em um motor elétrico, uma embreagem, uma caixa de câmbio e um diferencial. A embreagem e a caixa de câmbio podem ser substituídas por transmissão automática. A embreagem é usada para conectar ou desconectar a potência do motor elétrico ao eixo das rodas. A caixa de engrenagens fornece um conjunto de relações de engrenagem para modificar o perfil torque-velocidade e corresponder ao requisito de carga. O diferencial é um dispositivo mecânico (geralmente um conjunto de engrenagens planetárias), que permite que as rodas de ambos lados sejam movidas em velocidades diferentes quando o veículo percorre uma trajetória curva. Essa topologia não é compacta, pois requer mais espaço para acomodar todos os componentes deste sistema.

Na Figura 3(b), um motor elétrico acionado para operar com potência constante em uma longa faixa de velocidade é acoplado a uma caixa de engrenagem com relação fixa e com isso a embreagem não é mais necessária. Essa configuração não apenas reduz o tamanho e o peso da transmissão mecânica, mas também simplifica o controle do trem de força porque a mudança de marcha não é necessária.

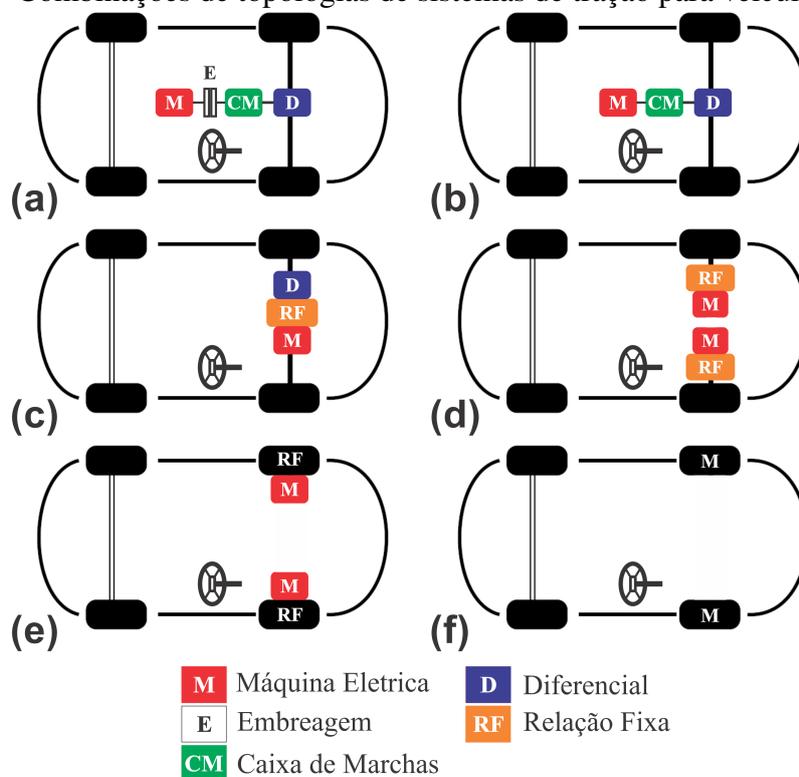
Na Figura 3(c), o motor elétrico, a engrenagem fixa e o diferencial podem ser integrados em um único conjunto. Todo sistema de tração é ainda mais simplificado e compactado. Essa configuração oferece mais espaço, principalmente para aplicações em ônibus e caminhões elétricos;

Na Figura 3(d), o diferencial mecânico é substituído pelo uso de diferencial eletrônico com controle independente de dois motores de tração. Cada motor traciona uma roda e os dois motores operam com velocidade distinta percorrendo um caminho curvo. Neste sistema ainda se tem uma engrenagem com relação fixa que acopla o eixo dos motores às rodas.

No sistema da Figura 3(e) o motor de tração pode ser colocado dentro de uma roda. Este arranjo é denominado *in-wheel drive*. Um conjunto de engrenagem planetária fina pode ser usado para reduzir a velocidade e aumentar o torque do motor. Essas engrenagens oferecem como vantagem uma taxa de redução de velocidade, bem como uma disposição em linha do eixo de entrada e saída.

Já na Figura 3(f), ao abandonar totalmente qualquer engrenagem mecânica entre o motor elétrico e a roda motriz, o rotor externo de um motor elétrico de baixa velocidade traciona diretamente a roda motriz. Este sistema de tração é conhecido como *direct-drive* e também é *in-wheel*. O controle de velocidade do motor elétrico é equivalente ao controle da velocidade da roda e, portanto, da velocidade do veículo. No entanto, esse arranjo exige que o motor elétrico tenha um torque bastante elevado e opere com baixas velocidades.

Figura 3 – Combinações de topologias de sistemas de tração para veículos elétricos.



Fonte: Adaptado de (EHSANI *et al.*, 2005).

Em comparação com a topologia de roda interna, o sistema elétrico da topologia próximo à roda o eixo não aumenta a massa da roda o que é uma vantagem em termos de conforto de direção e manuseio. Motores de alta velocidade têm diâmetro reduzido, o que é vantajoso para a dupla próxima a roda em eixos elétricos motor. Motores de fluxo magnético axial têm comprimento axial mais reduzido que motores de fluxo magnético radial, o que torna ideal para topologia exibida nas Figuras 3 (e) e (f) (KARAMUK, 2019).

Um sistema de tração pode ser construído com base em topologias que possuem diferentes desempenho em termos de comportamento da dinâmica do veículo e eficiência energética. A proporção entre o pico de torque e torque contínuo é normalmente de 2:1, conforme (KARAMUK, 2019). Cada aplicação tem diferentes requisitos, restrições de design em termos de segmento de veículo, mercado-alvo e métricas de desempenho do veículo, como aceleração e capacidade máxima de direção em aclave, peso máximo, di-

mensões dos componentes, *layout* de componentes entre outros. As aplicações em EVs podem ser divididas em três categorias conforme o segmento de veículo, potência de tração e faixa de tensão (KARAMUK, 2019).

1. Automóvel de passageiros no segmento B: bateria com tensão nominal na faixa de 300-500 V e potência de pico de até 120 kW.
2. Automóvel de passageiros no segmento C e D, comercial leve e caminhões médios: bateria com tensão nominal na faixa de 400-600 V e faixa de potência de pico de 200-230 kW.
3. Veículos elétricos pesados como ônibus e caminhões: bateria com tensão nominal na faixa de 600-800 V e faixa de potência de pico de 300-350 kW.

Embora a lista acima sirva de referência para requisitos de potência, podem ocorrer variações, dependendo do uso do veículo. Veículos de duas rodas ou triciclos também podem ser eletrificados. Os requisitos, por exemplo, para um veículo do tipo scooter que possui 115 kg é de uma faixa de potência de pico de 2500 W. Esses veículos leves utilizam tensões de bateria abaixo de 60 V (WILTUSCHNIG, 2016).

A escolha de qual configuração do sistemas de tração é mais adequada depende de diversos aspectos técnicos e econômicos. Entretanto, destaca-se que é de interesse comum que seja possível atingir a maior autonomia possível e isso está associado, além dos requisitos para tração, às perdas dos componentes do sistema de tração. Abaixo são citados os principais elementos e onde são encontradas as principais fontes de perdas (YUAN; HOFMANN, 2020):

1. Armazenamento de energia - a principal fonte de perdas em baterias é a resistência interna durante a alimentação do sistema de tração. A tecnologia das baterias podem apresentar diferenças significativas em termos resistência interna.
2. Inversor - as perdas em inversores ocorrem principalmente nas chaves estáticas de potência e podem ser divididas em perdas por condução e por comutação. Diferentes técnicas de modulação, controle e nível de tensão e corrente por fase podem afetar significativamente as perdas no inversor.
3. Máquina elétrica - as principais formas de perda em máquinas elétricas são por efeito Joule nos condutores da armadura e perdas magnéticas. Diferentes topologias de máquinas, materiais empregados, sistema de refrigeração e técnicas de controle podem afetar as perdas.
4. Transmissão - as perdas principais ocorrem devido ao atrito entre dentes e nos rolamentos, além de perdas por arrasto das partes girantes em óleo. Pela estrutura compacta e alta eficiência, a transmissão de velocidade única é amplamente utilizada em veículos elétricos.

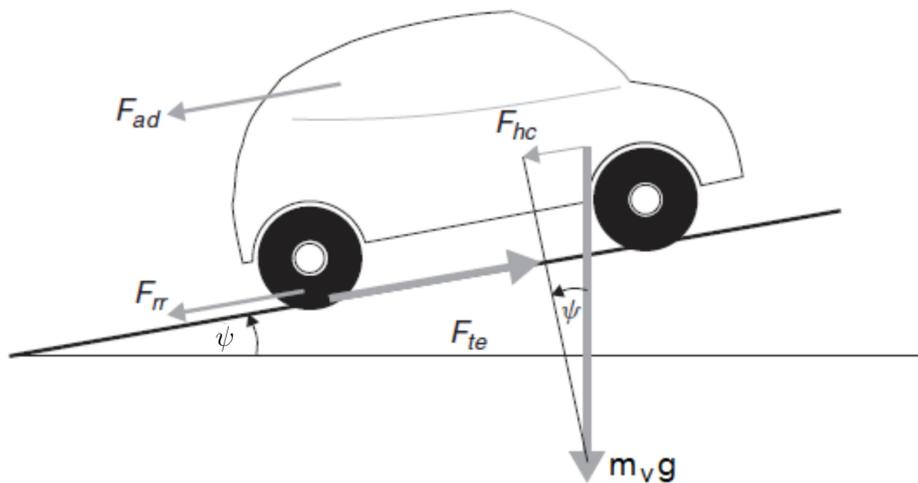
O dimensionamento da máquina elétrica, que é o foco deste trabalho, pode ser realizado com base em requisitos de torque e velocidade considerando condições de operação típicas e características técnicas associadas aos veículos onde a máquina será instalada.

2.1.2 Fundamentos de Modelagem Veicular

Através de modelos considerando o deslocamento típico de um determinado veículo e suas características técnicas é possível determinar a força tracionária do veículo, além da potência, torque e velocidade angular da máquina elétrica. Se forem adicionadas estimativas de perdas, a autonomia do veículo com determinado banco de baterias também pode ser estimada.

Para modelar a força necessária para mover o veículo, seja em linha reta, ou em aclive/declive como mostra a Figura 4, a força tracionária (F_{te}) pode ser decomposta em força de resistência ao rolamento (F_{rr}), de arrasto aerodinâmico (F_{ad}), componente de peso na direção do deslocamento do veículo em aclives/declives (F_{hc}), de aceleração linear do veículo (F_{la}) e de aceleração das partes girantes ($F_{\omega a}$). Esta modelagem é baseada na referência (LARMINIE; LOWRY, 2012).

Figura 4 – Forças atuantes em um veículo em rampa.



Fonte: Adaptado de (LARMINIE; LOWRY, 2012)

A equação (1) exhibe o somatório de forças necessárias para o movimento de subida, conforme a Fig. (4). Cada parcela é detalhada nas equações subsequentes a fim de ser reorganizada em uma equação geral.

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{\omega a} \quad (1)$$

A equação (2) representa a força resistente ao rolamento, onde μ_{rr} é o coeficiente de resistência ao rolamento que depende principalmente do tipo de pneu e sua calibração e do tipo de pista. A variável m_v representa a massa do veículo e g , a aceleração da gravidade.

$$F_{rr} = \mu_{rr} m_v g \quad (2)$$

A equação (3) representa a força de arrasto aerodinâmico. ρ é densidade do ar (1,25 kg/m³ é um valor tipicamente utilizado), A é a área frontal do veículo, v , a velocidade linear de deslocamento e C_d , o coeficiente aerodinâmico, que dependente do projeto aerodinâmico do veículo. Automóveis de passeio apresentam valor na ordem 0,3 enquanto ônibus e motocicletas podem apresentar valores em torno de 0,7 (LARMINIE; LOWRY, 2012).

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 \quad (3)$$

A equação (4) determina a força necessária para a aceleração linear a do veículo.

$$F_{ad} = m_v a \quad (4)$$

Já a equação (5) é a força necessária associada ao deslocamento em aclives ou declives. O ângulo (ψ) representa a inclinação em relação ao plano horizontal, como ilustrado na Figura 4.

$$F_{hc} = m_v g \sin(\psi) \quad (5)$$

A equação (6) descreve a força de aceleração das partes girantes que deve levar em consideração a relação de transmissão do eixo do motor para o eixo das rodas (G), o momento de inércia das partes girantes (J), o raio do pneu (r), além da eficiência estimada do sistema (n_g).

$$F_{\omega a} = J \frac{G^2}{n_g r^2} a \quad (6)$$

Com base na equação da força tracionária, equação (1), o torque mecânico (T_m) que o motor precisa produzir é dado pela equação (7).

$$\frac{G}{r} T_m = \mu_{rr} m_v g + m_v g \sin(\Psi) + 0,625 A C_d v^2 + \left(m_v + \frac{J G^2}{n_g r^2} \right) \frac{dv}{dt} \quad (7)$$

A equação (7) agregada aos ciclos de condução podem ser utilizados para dimensionamento da máquina elétrica a ser utilizada para determinado tipo de veículo.

2.1.3 Ciclos de Condução

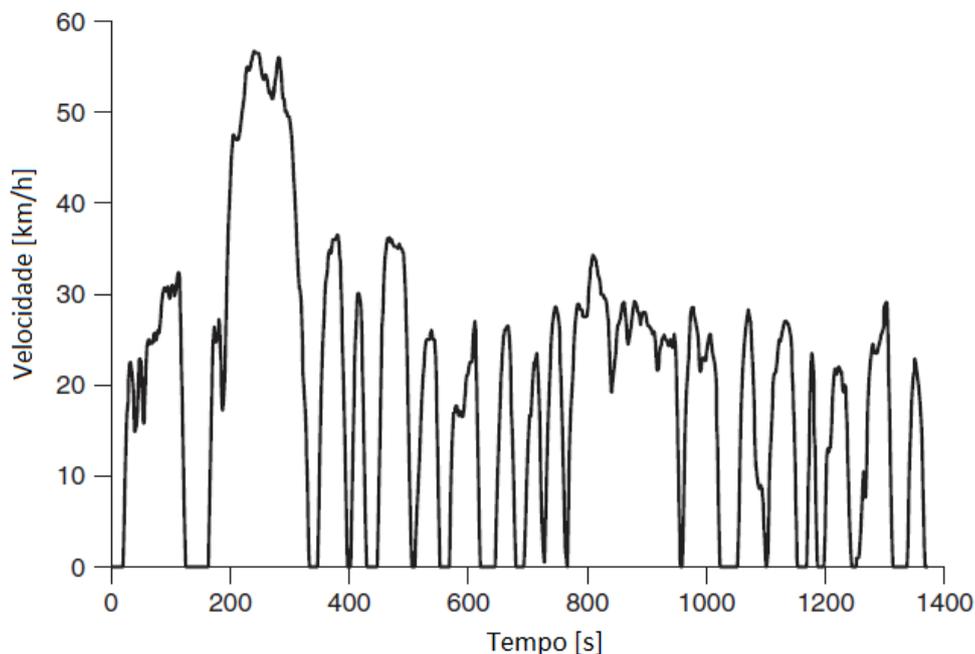
Os ciclos de condução foram desenvolvidos principalmente para verificar as emissões e consumo de combustível nos veículos a combustão. Nos veículos elétricos é utilizado para verificar desempenho nas demandas de potência e consumo de energia. Destinam-se a corresponder a padrões de direção realistas em diferentes condições, como deslocamentos em zonas urbanas, auto-estradas, deslocamentos típicos em cidades específicas, etc. Como fornecem um perfil de velocidade do veículo, se associadas ao equacionamento apresentado na Subseção 2.1.2, permitem determinar o torque, velocidade e potência necessários para o motor elétrico.

Um dos primeiros ciclos era baseado no tráfego em Los Angeles, o ciclo LA-4, ilustrado na Figura 5 (LARMINIE; LOWRY, 2012). É possível observar que o ciclo de condução relaciona a velocidade do veículo [km/h] e o tempo [s].

Um ciclo desenvolvido para veículos elétricos na década de 1970 é o SAE J227a. Ele possui quatro versões, com velocidades diferentes. Cada trecho do ciclo tem intervalos de tempo distintos. Além disso, há trechos com aceleração, velocidade constante, desaceleração variável e constante, frenagem e um intervalo com velocidade nula. O perfil de velocidade é mostrado na Fig. 6 e utiliza os parâmetros descritos na Tabela 1. O ciclo C é o mais usado para *scooters* elétricas e veículos elétricos menores em cidades. As variantes A e B são algumas vezes usadas para veículos de entrega (LARMINIE; LOWRY, 2012).

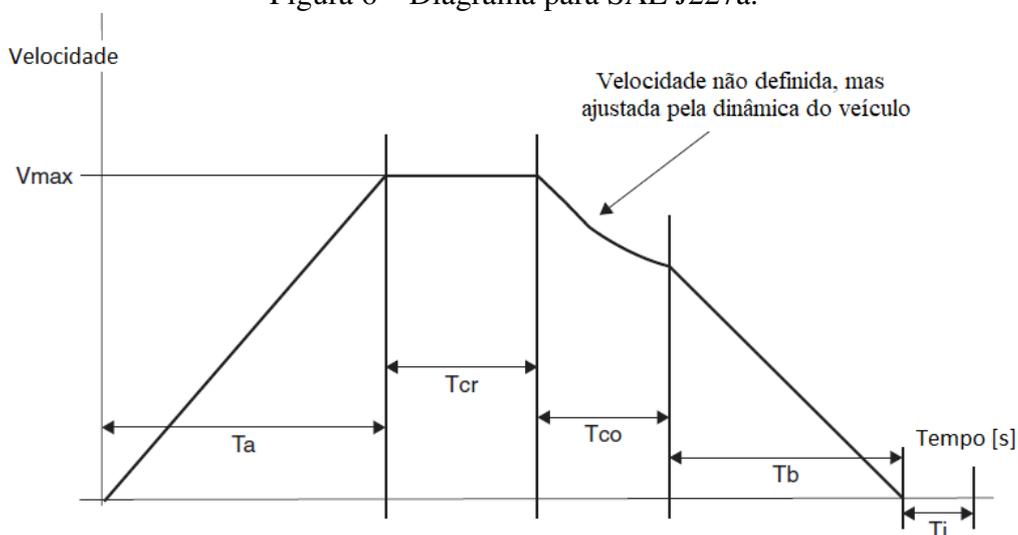
Os ciclos de condução europeus são mais simples, com períodos de aceleração e velocidade constantes. O ciclo ECE-15 é utilizado para testar o desempenho de veículos

Figura 5 – Ciclo de condução LA-4 baseado no tráfego da cidade de Los Angeles.



Fonte: Adaptado de (LARMINIE; LOWRY, 2012)

Figura 6 – Diagrama para SAE J227a.



Fonte: Adaptado de (LARMINIE; LOWRY, 2012).

pequenos com velocidade de até 50 km/h (WILTUSCHNIG, 2016). Nos testes de emissão da comunidade europeia isso deve ser combinado com o ciclo de direção extra-urbano (EUDC), que tem uma velocidade máxima de 120 km/h. A Fig. 7 apresenta o ciclo de condução ECE-15.

Conforme WILTUSCHNIG, 2016, o NEDC (New European Drive Cycle) é um dos mais utilizados para veículos elétricos. Constituído por 4 repetições do ECE 15 Urbano e seguido de um ciclo europeu EUDC, que representa um ciclo suburbano onde se acelera até a velocidade típica de auto-estradas. A Figura 8 exhibe esse ciclo de condução.

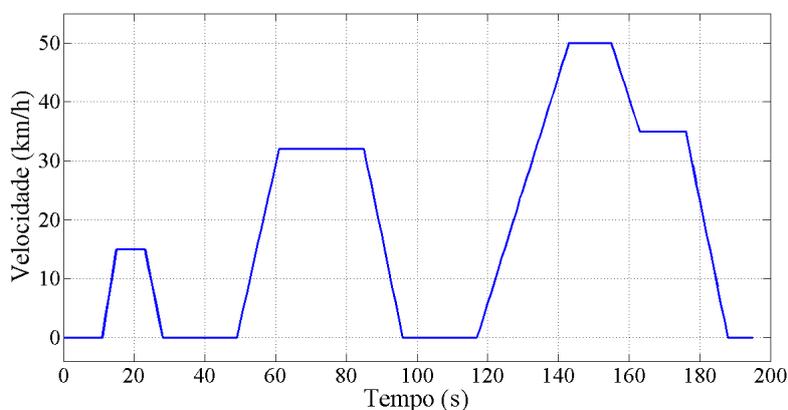
Já o padrão mais usado na Ásia é o ciclo japonês 10-15 Mode, similar aos ciclos euro-

Tabela 1 – Parâmetros Nominais de 4 variações do ciclo de condução SAE J227a

Parâmetro	Unidade	Ciclo A	Ciclo B	Ciclo C	Ciclo D
Velocidade Máxima	km/h	16	32	48	72
Aceleração [Ta]	s	4	19	18	28
Cruzeiro [Tcr]	s	0	19	20	50
Desaceleração [Tco]	s	2	4	8	10
Frenagem [Tb]	s	3	5	9	9
Tempo Ocioso [Ti]	s	30	25	25	25
Tempo total	s	39	72	80	122

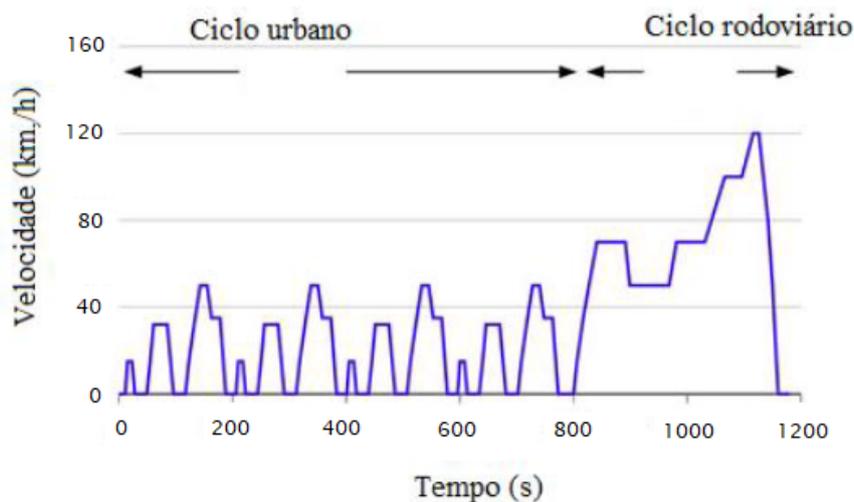
Fonte: Adaptado de (LARMINIE; LOWRY, 2012)

Figura 7 – Ciclo de condução ECE-15.



Fonte: (WILTUSCHNIG, 2016).

Figura 8 – Ciclo de condução NEDC.

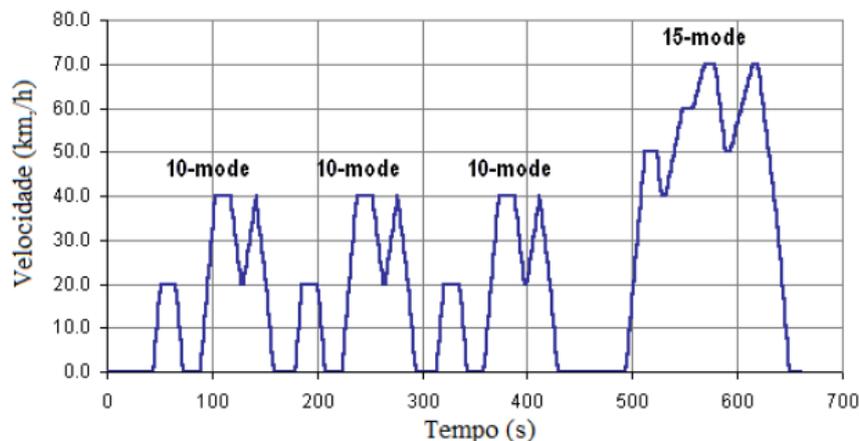


Fonte: (WILTUSCHNIG, 2016).

peus com períodos de velocidade e aceleração constantes. A Figura 9 exhibe o respectivo ciclo de condução. O ciclo 10-15 Mode vem sendo substituído em testes pelo ciclo JC08, que tem maiores níveis de aceleração e desaceleração.

O ciclo de condução ECE-15 é utilizado na Seção 3.5 deste trabalho com a máquina

Figura 9 – Ciclo de condução 10-15 Mode.



Fonte: (WILTUSCHNIG, 2016).

YASA de três e cinco fases tracionando um veículo elétrico do tipo *scooter*.

2.2 Máquinas Elétricas para Aplicação Veicular

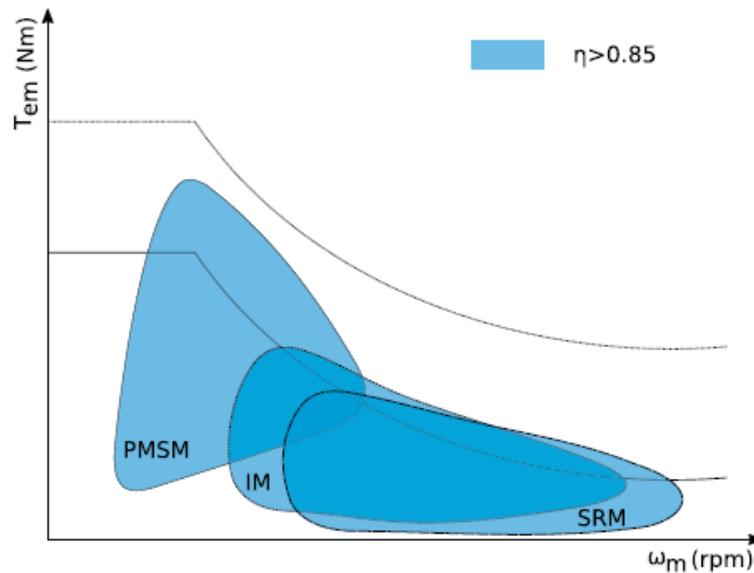
As máquinas elétricas PMSM e de indução (*Induction Machines-IM*) são as mais utilizadas em veículos elétricos. Destas, as máquinas PMSM, devido principalmente a sua alta eficiência e densidade de potência, têm sido utilizadas com maior frequência. As máquinas PMSM com ímãs internos ao núcleo fornecem torque de relutância adicional, podendo atingir densidades de potência mais alta que as PMSM com ímãs montados na superfície do rotor. Porém, devido à escassez, oscilações de preços e altos custos associados a ímãs de terras raras as máquinas de indução continuam sendo empregadas (LÓPEZ *et al.*, 2019).

As máquinas de relutância chaveada (*Switched Reluctance Machine-SRM*) não possuem ímãs e nem enrolamentos no rotor. Para seu acionamento é comumente utilizado um conversor do tipo ponte H (geralmente em configuração assimétrica). Estas máquinas apresentam vantagens como estrutura simples, flexibilidade de controle, alta eficiência, menor custo e tolerância a falhas intrínsecas. Em contrapartida, como desvantagens apresentam altas ondulações torque, densidade de potência média, alta ondulação de corrente no barramento CC, alto ruído acústico e altas emissões eletromagnéticas (EMI). Atualmente são usados em protótipos da Land Rover e em carros da Toyota (LÓPEZ *et al.*, 2019).

A tecnologia PMSM é superior em relação à densidade de potência e eficiência e, pelas características, é a preferida para uso em veículos urbanos. Já as máquinas à indução e SRMs têm características atrativas em termos de eficiência em altas velocidades e podem apresentar vantagens para aplicação em carros esportivos de alta velocidade. A Figura 10 mostra um mapa de eficiência qualitativa que indica as regiões nas quais a eficiência (η) é tipicamente superior à 85%.

Muitas pesquisas estão sendo realizadas para desenvolver e aperfeiçoar máquinas para tração elétrica automotiva, especialmente sem o uso de ímãs de terras raras, como as máquinas SRM. Embora a aplicação automotiva da máquina SRM ainda seja bastante limitada, um exemplo de pesquisa para melhorar o desempenho é o desenvolvimento, a partir

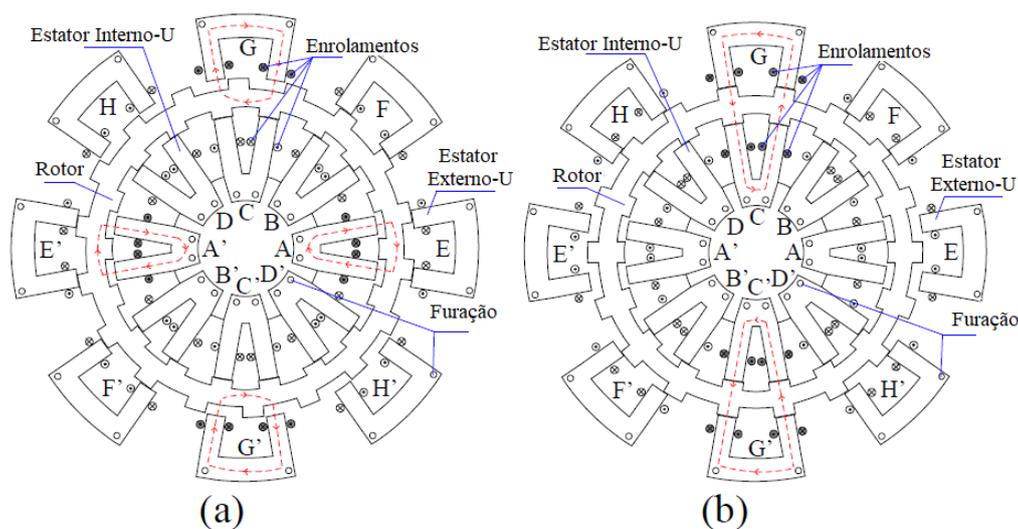
Figura 10 – Mapa qualitativo de eficiência para PMSM, IM e SRM.



Fonte: Adaptado de (LÓPEZ *et al.*, 2019).

da SRM, de uma máquina de relutância chaveada com duplo estator (DSSRM). Essa máquina elétrica, tendo a sua a estrutura exibida na Fig. 11, mostrou em testes desempenho comparável a um PMSM nas questões de densidade de potência e capacidade de torque, mas com um custo reduzido. Contudo ainda mantém muita oscilação de torque. O modelo com desacoplamento dos estatores chama-se U-DSSRM (Fig. 11(a)) e o com estatores acoplados se dá o nome de C-DSSRM (Fig. 11(b)). Através do controle independente dos estatores (U-DSSRM) a oscilação pode ser reduzida. (YAN *et al.*, 2020).

Figura 11 – Diagrama de estrutura de máquinas DSSRM - U-DSSRM (a), C-DSSRM(b).



Fonte: Adaptado de (YAN *et al.*, 2020).

Outro modelo de máquina elétrica utilizada segundo MADEMLIS *et al.*, 2020 é o EESM (Máquina Síncrona Eletricamente Excitada) que não utiliza terras raras, mas sim o rotor excitado por um transformador rotativo de alta frequência evitando o uso de anéis

coletores. A capacidade de controlar a corrente de campo constitui um grau extra de liberdade que permite técnicas de controle mais avançadas, alcançando maior eficiência e mais fácil ajuste de seu funcionamento. Além disso, possui melhor fator de potência em velocidades altas, sendo indicado principalmente a veículos pesados como caminhões e veículos de passageiros. De modo comparativo, foram utilizados os valores de grandezas de um caminhão elétrico e utilizados duas máquinas para simulação, uma máquina EESM e uma PMSM. Como resultados foi verificado que ambos motores podem satisfazer as especificações do veículo em termos de torque e capacidades de potência. No entanto, devido à maior flexibilidade do EESM e seu maior fator de potência em altas velocidades, é mais fácil ajustar sua região de melhor eficiência perto dos pontos de operação mais comuns de um caminhão elétrico. Esses pontos de operação estão localizados em alta velocidade e baixo torque, onde a máquina EESM apresenta eficiência superior em relação a máquina PMSM. Nos resultados da simulação dos ciclos de condução para caminhões pesados, apresentado no trabalho de MADEMLIS *et al.*, 2020, mostrou-se que há menores perdas para o acionamento da EESM.

Quando é considerando o fator de custo da máquina elétrica, a IM se destaca. Por conta disso, alguns fabricantes de EVs optam por esta tecnologia. Além disso, a máquina de indução multifásica tem uma melhor relação torque/peso em comparação com as máquinas de indução monofásicas e trifásicas e conforme se aumenta o número de fases se reduz a pulsação de torque (BABU; SUKESH, 2020). Entre as vantagens da IM multifásica, segundo (BABU; SUKESH, 2020), destacam-se:

1. maior confiabilidade.
2. redução dos harmônicos de corrente no barramento CC.
3. menor ondulação de torque.
4. menores perdas de potência por harmônicas.
5. menor distribuição de potência por fase;
6. maior eficiência energética.

As propriedades de máquinas multifásicas elencadas acima são também de interesse para aplicação em tração de veículos elétricos e podem ser também aplicadas a outras topologias.

Por fim, é importante mencionar que uma topologia de máquina elétrica que merece destaque para aplicação veicular por seu rendimento e densidade de torque elevados é a máquina elétrica de fluxo axial com duplo rotor e armadura segmentada, YASA. Esta máquina já tem aplicação em veículos elétricos e, inclusive, em aviões elétricos. A modelagem do acionamento desta máquina em sua configuração trifásica e multifásica é o objeto de estudo deste trabalho. Uma descrição da topologia é discutida na Subseção 2.3.4.

2.3 Máquinas Elétricas Multifásicas

Existem registros da análise teórica e experimental de máquina multifásica realizada em uma máquina de indução de cinco fases na década de 1960. Foi concluído que o aumento do número de fases leva à menor amplitude e aumento da frequência das ondulações de torque. Nos anos 1980, a unidade multifásica foi estudada para melhoria

na capacidade de tolerância a falhas e confiabilidade dos sistemas de acionamento, no entanto, devido a limitações técnicas, não foi possível a implementação. Na década de 1990, o avanço de tecnologias como eletrônica de potência, microcontroladores e acionamento de velocidade variável facilitou a realização de uma unidade multifásica.

A demanda por sistemas de alta potência, baixa tensão e alta confiabilidade como navios à propulsão elétrica motivou a pesquisa na área. Os últimos trinta anos testemunharam grandes avanços na pesquisa em máquinas multifásicas e acionamento com um grande número de projetos em máquinas, topologias, conversores e métodos de controle. Além disso ocorreu um amplo estudo no projeto de máquinas com injeção ou supressão de harmônicas e de controle tolerante a falhas.

Pesquisadores da Universidade de Zhejiang propuseram um método de estimativa de parâmetro baseado em função de enrolamento para máquinas multifásicas e conduziu um estudo detalhado sobre a fonte de alimentação não senoidal para enrolamento concentrado considerando os efeitos das densidades de fluxo magnético de entreferro. Ainda, pesquisadores da Universidade de Tsinghua desenvolveram uma máquina de indução de quinze fases voltado para propulsão de navios. A indústria de construção naval da China desenvolveu conversores multifásicos de classe industrial e lançou o produto do sistema de acionamento multifásico de 10 MW pela primeira vez (LIU; LI; ZHENG, 2018).

A capacidade de tolerância a falhas em máquinas multifásicas tem sido objeto de intensa pesquisa nos últimos anos. É particularmente apreciada em aplicações críticas de segurança, como acionamentos navais aeroespaciais ou militares. Em outras aplicações da indústria, a tolerância a falhas é um recurso desejável, mesmo com requisitos de confiabilidade não tão rigorosos. Como exemplo, em sistemas multifásicos de conversão de energia eólica é possível desligar o processo de geração de energia em caso de falha. No entanto, a operação contínua resultaria em benefícios econômicos, principalmente se a manutenção corretiva não for viável devido às condições climáticas. Independentemente da aplicação, o controle tolerante a falhas requer detecção de falhas e reconfiguração do sistema para lidar adequadamente com a perturbação da falha e alcançar um desempenho ideal pós-falha em regime permanente (DURAN; BARRERO, 2016).

Com a crescente demanda por máquinas com potências elevadas em unidades de velocidade variável para aplicações industriais, como laminação de aço, içamento em minas, tração de locomotiva e propulsão elétrica de navios, são necessárias tensões e correntes mais altas. Devido à limitação nos níveis de tensão e corrente de dispositivos semicondutores de potência existentes, os inversores trifásicos de alta potência precisam ser construídos utilizando dispositivos semicondutores conectados em série e/ou paralelo. Este problema é mitigado com o uso de máquinas multifásicas, pois é possível operar com menores níveis de tensão e/ou corrente por fase. Comparado com os sistemas de acionamento trifásico, os multifásicos apresentam as seguintes vantagens:

- Velocidade variável em alta potência pode ser alcançada com dispositivos de comutação de baixa potência em acionamento multifásico. A tensão por fase pode ser reduzida em muitas aplicações como em navios elétricos, em propulsão de locomotivas, onde o nível de tensão da fonte de alimentação é limitado.
- A frequência de oscilações de torque pode ser aumentada enquanto a amplitude de oscilação pode ser diminuída. As ondulações de torque são causadas pelos harmônicos espaciais da força magnetomotriz (FMM). Com um maior número de fases, as ordens harmônicas também se elevam, mas as amplitudes são menores, e as ondulações de torque podem ser suprimidas melhorando a eficiência.

- As máquinas multifásicas têm uma maior tolerância a falhas que as trifásicas, pois mesmo se uma ou mais fases do estator ficam abertas, a redundância do número de fase permite operar com o restante das fases produzindo ainda uma FMM girante. Contudo, em caso desse tipo de falha a potência nominal é reduzida.
- As máquinas multifásicas possuem mais variáveis de controle do que as trifásicas e fornecem maneiras adicionais de aprimorar o desempenho da unidade. Como exemplo, em máquinas multifásicas com enrolamentos concentrados, harmônicos de correntes podem contribuir na conversão de energia eletromecânica. Harmônicos de baixa ordem podem ser injetados para aumentar a densidade de torque e melhorar a utilização do ferro com o uso apropriado dos valores da FMM do entreferro.
- A potência é dividida em um número maior de fases, e cada fase é fornecida a partir de um ramo do conversor usando um único componente em vez de usar componentes paralelos. Isso resolve o problema de dispositivos paralelos à custa de adicionar mais complexidade à montagem do inversor (SALEM; NARIMANI, 2019).

As vantagens listadas acima tornam as máquinas multifásicas atrativas para aplicações em geração eólica, transportes com veículos elétricos, navios elétricos, aeronaves e espaçonaves.

2.3.1 Métodos de Controle

O controle realizado para máquinas multifásicas exigem controladores para que a corrente em cada fase do estator possa ser regulada em termos de amplitude, frequência, ângulo da fase e componentes harmônicas. Dentre os algoritmos destaca-se o Controle de Torque Direto (*DTC - Direct Torque Control*), Controle de Modelo Preditivo (*MPC - Model Predictive Control*) e, com maior destaque, o Controle por Orientação de Campo (*FOC - Field-Oriented control*). Apesar de semelhantes a um sistema trifásico, a matriz de transformação ortogonal é diferente para os motores multifásicos. As correntes no plano d_1q_1 (relativas à componente fundamental) também contribuem com a maior parte da conversão de energia eletromecânica em máquinas multifásica, especialmente para aquelas com distribuição de densidade de fluxo magnético senoidal. Entretanto, em máquinas multifásicas outros planos d_nq_n , contendo harmônicos de maior ordem (n), podem ser utilizados ou zerados (LIU; LI; ZHENG, 2018).

2.3.1.1 DTC

O método foi proposto em 1986 e tem sido aceito como alternativa ao controle por campo orientado. No DTC, o fluxo magnético do estator e o torque eletromagnético podem ser controlados diretamente pela seleção de estados de comutação (KORKMAZ *et al.*, 2013). É uma estratégia de controle conhecida por sua rápida resposta dinâmica, além de sua robustez com relação à variação dos parâmetros elétricos da máquina. Seu princípio de funcionamento é baseado em uma tabela de consulta utilizada para selecionar o estado do inversor de tensão mais adequado a ser aplicado na máquina. Essa seleção é feita levando em consideração a posição do vetor de fluxo magnético e dois sinais de erro (erros de fluxo magnético do estator e de torque eletromagnético) obtidos a partir da diferença entre os valores de referência e os estimados. Os sinais de erro geralmente são processados usando uma estrutura baseada em comparadores de histerese.

Como desvantagens, o método DTC apresenta a geração de alta ondulação de torque e alto conteúdo harmônico na corrente. Em acionamentos multifásicos o controlador tam-

bém possui apenas duas variáveis de controle (fluxo magnético do estator e torque eletromagnético), e não há regulação de componentes de corrente e tensão no plano harmônico. Algumas estratégias buscam atender essa deficiência como a modificação no esquema de controle tradicional, realizando uma busca em duas etapas para minimizar o efeito de harmônicos de baixa ordem. Também já foram propostos vetores virtuais para reduzir a distorção de corrente (GUZMÁN, 2018).

2.3.1.2 MPC

Este método de controle foi desenvolvido na década de 70 e recentemente encontrou uma grande variedade de aplicações no controle de acionamentos multifásicos. Isso se deve às suas vantagens, dentre as quais a simplicidade conceitual e a flexibilidade de seus esquemas para incluir restrições ou não linearidade na estratégia de controle. No entanto, sua implementação requer um custo computacional superior ao exigido por outros métodos e é altamente dependente do modelo utilizado. Esta última questão requer um conhecimento exato de todos os parâmetros que são usados para modelar o sistema controlado.

O MPC é baseado em um modelo preciso do sistema que é usado para prever o comportamento futuro das variáveis do sistema ao longo do tempo, a fim de selecionar o valor ideal das variáveis de controle (os estados de comutação do inversor) minimizando uma função de custo. Esta técnica pode ser dividida em duas grandes categorias, MPC de conjunto de controle contínuo (CCS-MPC) e MPC de conjunto de controle finito (FCS-MPC). No CCS-MPC, um modelo médio do sistema é definido e controlado com a finalidade de gerar sinais de referência contínuos, sendo necessário incluir um modulador para obter os sinais de comutação necessários. Isso resultará em uma frequência de comutação fixa, fazendo com que esta técnica MPC em particular possa ser considerada uma técnica de "controle médio". Por outro lado, o FCS-MPC aproveita o número limitado de estados de comutação disponíveis no conversor de potência para resolver o problema de otimização usando um algoritmo iterativo simples e fácil. Assim, o objetivo de controle representado por uma função de custo que é avaliado a cada período de amostragem e o estado de comutação que garante uma função de custo mais baixo é selecionado para ser diretamente aplicado durante o próximo ciclo.

Muitos trabalhos de pesquisa na área de máquinas multifásicas estão relacionados ao controlador FCS-MPC devido à sua simplicidade de formulação, adaptação a circuitos eletrônicos de potência e sua natureza discreta. Sua aplicação pode se estender à regulação de fluxo magnético e torque. Entre as vantagens do FCS-MPC, pode-se destacar sua capacidade de incluir objetivos de controle adicionais, como perdas de comutação, tensões de modo comum e redução de harmônicos de baixa ordem. Além disso, não linearidades do sistema e diferentes limites e restrições podem ser adicionados ao mesmo tempo, aumentando muito a flexibilidade e o alcance desta estratégia de controle. A principal desvantagem é a grande quantidade de cálculos necessários para resolver o problema de otimização on-line. Atualmente, com o grande poder dos microprocessadores e o avanço em soluções de tempo real, a implementação do MPC está se tornando uma técnica de controle estabelecida em eletrônica de potência e acionamentos elétricos (GUZMÁN, 2018).

2.3.1.3 Controle por Orientação de Campo (FOC)

Até o início da década de 1980 o motor CC independentemente excitado era a única máquina elétrica disponível com alto desempenho em virtude de sua construção, onde

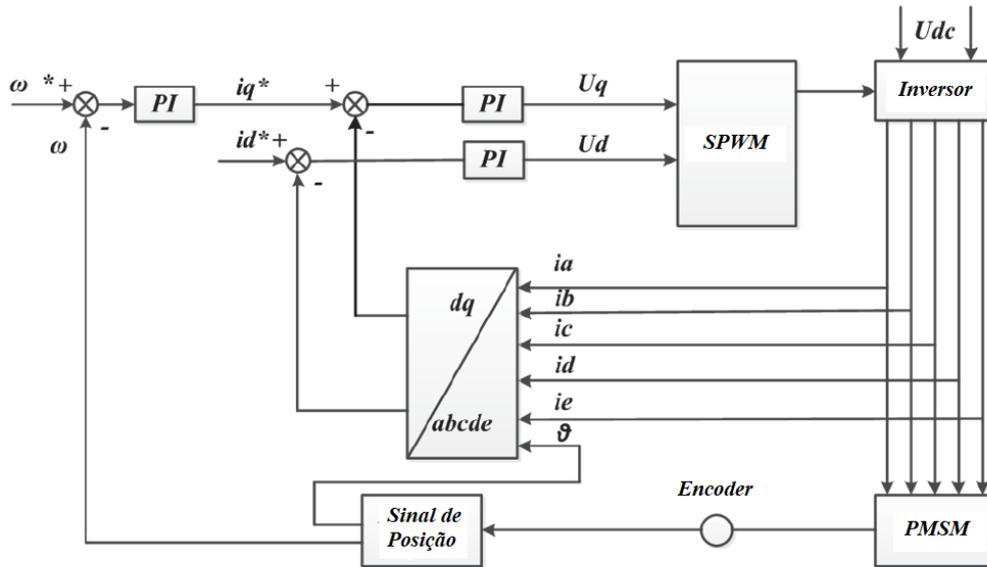
os fluxos magnéticos do rotor e do estator estão sempre em quadratura. Os princípios fundamentais do controle vetorial, que permite a conversão matemática de uma máquina multifásica CA em uma máquina CC equivalente, foram estabelecidos no início da década de 1970 para máquinas de indução e síncronas. O item comum para os conversores CC e CA é que as fontes de alimentação são conversores eletrônicos de potência controlados com realimentação de corrente e posição (ou velocidade). Dependendo da aplicação, a variável de controle pode ser o torque do motor, a velocidade ou a posição do eixo do rotor.

Os esquemas de controle vetorial para máquinas síncronas são, em princípio, mais simples do que os equivalentes para uma máquina de indução. Isso acontece devido à frequência da alimentação do enrolamento do estator determinar exclusivamente a velocidade de rotação de uma máquina síncrona. Se houver excitação, ela é fornecida por ímãs permanentes ou por corrente de excitação CC no enrolamento do rotor. O rotor carrega consigo o fluxo magnético de excitação e , à medida que gira, a posição espacial do fluxo é sempre fixada ao rotor. Portanto, se a posição do rotor é medida, a posição do fluxo de excitação é conhecida. Tal situação leva a algoritmos de controle vetorial relativamente mais simples para PMSMs. O controle é mais complexo em máquinas de indução onde não apenas o fluxo de excitação origina-se da alimentação do enrolamento do estator, mas o rotor gira de forma assíncrona com o campo rotativo. Isso significa que, mesmo que a posição do rotor seja medida, a posição do campo rotativo na máquina permanece desconhecida (WILAMOWSKI; DAVID IRWIN., 2011).

No modelo da máquina síncrona referenciado ao rotor, as correntes de eixo em quadratura i_q e de corrente de eixo em quadratura i_d são constantes para uma referência de velocidade constante. O fato das correntes serem constantes permite que facilmente sejam empregados métodos de controle clássicos, como PI, que são adequados para seguimento com erro nulo de uma referência constante. A modelagem apresentada e o subsequente controle do fluxo magnético do rotor em termos de valor constantes de corrente $dq0$ dá origem ao controle vetorial. Os componentes de corrente usados no controle (correntes produtoras de fluxo magnético e torque) não são correntes que existem fisicamente na máquina. Em vez disso, são componentes de corrente fictícios que estão relacionados às correntes de fase CA fisicamente existentes por meio de uma transformação de coordenadas. Esta transformação produz, a partir de referências de corrente contínua, referências de corrente alternada para alimentação do enrolamento do estator de uma máquina elétrica. Assim, análogo ao que o comutador com escovas faz em uma máquina CC é feito em máquinas CA usando uma transformação matemática em tempo real no controle por orientação de campo (WILAMOWSKI; DAVID IRWIN., 2011).

A Fig. 12 mostra um diagrama de blocos do controle vetorial para uma máquina elétrica síncrona de ímãs permanentes com alimentação pentafásica. Neste diagrama, as correntes do motor são convertidas para o referencial rotacional síncrono, e as correntes de eixo d - q são controladas de acordo com a referência de velocidade. Se a máquina elétrica síncrona possui ímãs permanentes na superfície, onde as indutâncias de eixo direto L_d e eixo em quadratura L_q são praticamente idênticas, a corrente do eixo d é definida como zero para minimizar as perdas no cobre, e o torque é desenvolvido através da corrente do eixo q . Quando as indutâncias possuem valores diferentes, a máquina apresenta a parcela de torque de relutância como ocorre na PMSM de ímãs internos. Neste caso, pode ser realizado um algoritmo para MTPA (Máximo Torque por Ampere) que utiliza o fluxo magnético desenvolvido nos eixos d e q a fim de se obter maior aproveitamento de conjugado (LEE *et al.*, 2018).

Figura 12 – Esquemático de controle por orientação de campo - máquina PMSM de 5 fases.



Fonte: Adaptado de (LIN *et al.*, 2018).

Ainda na Fig. 12, estão exibidos os controladores PI e as transformações de coordenadas que permite que o controle de torque e fluxo sejam independentes no modo normal de operação, similar a máquinas CC. Em máquinas multifásicas, com três ou mais fases no estator, os princípios básicos de controle orientado para o campo são válidos da mesma maneira, independentemente do número real de fases. Contudo, o controle vetorial para motores multifásicos possui maior flexibilidade. Como já mencionado, em máquinas multifásicas as correntes no plano d_1q_1 contribuem com a maior parte da conversão de energia eletromecânica. Entretanto, outros planos d_nq_n de harmônicos superiores podem ser implementados a fim de controlar a injeção de harmônicos. Em máquinas multifásicas com enrolamentos concentrados especialmente, harmônicos de correntes podem contribuir na conversão de energia eletromecânica. Harmônicos de baixa ordem podem ser injetados para aumentar a densidade de torque e melhorar a utilização do ferro com o uso apropriado dos valores da FMM do entreferro. Já em máquinas multifásicas com enrolamentos distribuídos e tensão induzida senoidal, as correntes nos planos harmônicos não contribuem com torque e ainda geram perdas nos enrolamentos. Para reduzir isso, controladores PI em quadros síncronos para harmônicos são empregados para suprimir os harmônicos de corrente (LIU; LI; ZHENG, 2018).

Em uma máquina multifásica todos os componentes harmônicos de baixa ordem ímpares podem ser usados com os harmônicos da FMM correspondentes para produzir contribuições de torque adicionais. A título de exemplo, em (SLUNJSK *et al.*, 2021) uma máquina SPMSM trifásica de 1,73 kW e seis polos foi reconfigurada para trabalhar com alimentação de nove fases. O rotor teve ímãs retirados e substituídos por de menor espessura, de forma a produzir uma tensão induzida com conteúdo harmônico significativo. No protótipo da máquina o torque de saída foi aproximadamente 45% maior, quando comparada a condição com todos os harmônicos sendo injetados em relação àquela com apenas a componente fundamental. Simultaneamente, a corrente eficaz é reduzida, levando a uma diminuição nas perdas da máquina.

2.3.2 Topologias de Conversores Multifásicos

Com base na característica da fonte de alimentação podemos classificar os conversores como inversor de fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*) e inversor de fonte de tensão (VSI - *Voltage Source Inverter*). O segundo é o mais utilizado e aprofundado neste estudo. As topologias de conversor multifásicos existentes podem ser divididas em Modos CA-CC-CA e CA-CA. Os conversores CA-CA podem ainda ser diretos ou indiretos. De acordo com a conexão do neutro, as máquinas multifásicas podem ser divididas em modos de enrolamento de fases isoladas e unilateral.

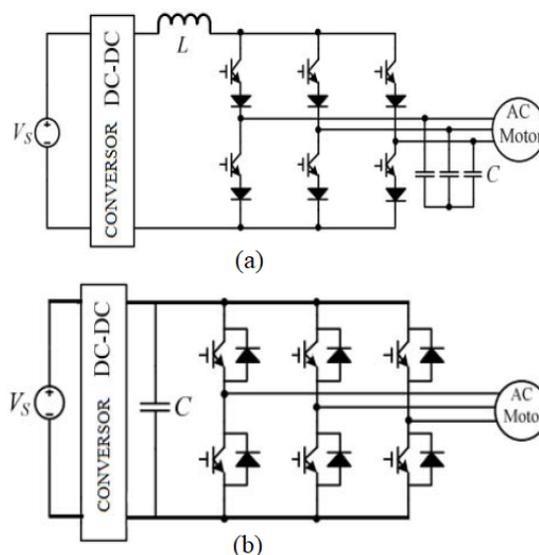
2.3.2.1 Inversor Fonte de Corrente - CSI

O inversor CSI exibido na Figura 13 (a) utiliza um indutor como componente de armazenamento de energia. Esta topologia não possui diodos antiparalelos nas chaves e tem proteção natural contra curto-circuitos. Devido ao efeito de filtros de saída CA, a tensão que alimenta o motor é senoidal e pode ser elevada em níveis superiores aos da fonte de alimentação. Em contrapartida, uma desvantagem desta topologia é a impossibilidade inversão no sentido da corrente de entrada para fins de recuperação de energia devido aos diodos em série com as chaves estáticas ativas. A regeneração de energia neste caso precisa ser realizada invertendo a tensão uma vez que a corrente é unidirecional.

2.3.2.2 Inversor Fonte de Tensão - VSI

O inversor VSI é amplamente utilizado em sistemas de tração pelo fato dos dispositivos de armazenamento de energia dos veículos apresentarem característica de fonte de tensão. Uma topologia convencional de inversor VSI é exibida na Figura 13 (b). Caracteriza-se por possuir um capacitor como elemento de armazenamento de energia na entrada e braços de potência com chaves estáticas que geralmente são transistores MOSFETs ou IGBTs. Esse conversor possui a capacidade de operação em modo regenerativo sem a necessidade de inserção de novos elementos (PALOMEQUE; MARTÍNEZ; SALA, 2016).

Figura 13 – Inversor trifásico (a) do tipo fonte de corrente e (b) do tipo fonte de tensão - VSI.



Fonte: adaptado de PALOMEQUE; MARTÍNEZ; SALA, 2016.

Devido ao fato do inversor VSI ser o mais utilizado, inclusive nesta dissertação, todas as topologias discutidas nas subseções subsequentes pertencem a classes dessa topologia, que podem ser classificadas ainda em conversão CA-CC-CA e conversão CA-CA.

Em termos da ligação das bobinas da máquina com o inversor, esta pode ser realizada por meio de conexão de fases isoladas e sem ponto neutro ou com conexão unilateral com ponto neutro onde a bobina se conecta com o inversor em uma extremidade gerando um ou mais pontos de neutros. Quando há múltiplos pontos de neutro isolados entre si a conexão é chamada de multiestrela.

2.3.2.3 Conversão CA-CC-CA

A conversão CA-CC-CA é amplamente utilizada em conversores VSI. Nesta configuração, a tensão de alimentação alternada CA é retificada e convertida em tensão contínua, que por sua vez tem sua ondulação reduzida por meio do uso de um banco capacitivo seguido da retificação. A tensão contínua é invertida e convertida novamente em alternada por meio de chaves estáticas, que podem alimentar máquinas trifásicas ou multifásicas. O barramento CC separa a entrada e a saída CA, o que facilita o controle de desacoplamento de retificação e o de inversão. Além disso, este modo é fácil de ser aplicado a configuração multi-nível, como ocorre em conversores multifásicos com ponto de neutro fixo (LIU; LI; ZHENG, 2018).

A etapa de retificação, quando constituída por diodos é simples e de baixo custo; porém, permitem fluxo de potência unidirecional, somente da fonte para a carga. Por outro lado, retificadores PWM controlados são mais complexos e mais caros, mas oferecem vantagens como: baixa distorção harmônica das correntes de linha, regulação do fator de potência de entrada, ajuste e estabilização da tensão do barramento CC e uma redução do tamanho do banco capacitivo para determinadas aplicações. Na etapa de inversão, a partir do barramento CC são geradas formas de onda de tensão com a componente fundamental com frequência, fase e amplitude ajustáveis, correspondentes a tensão de referência desejada. Os conversores CA-CC-CA são amplamente utilizados em aplicações de energia CA monofásica e em sistemas trifásicos e multifásicos como acionamentos de velocidade variável (WILAMOWSKI; DAVID IRWIN., 2011).

2.3.2.4 Conversão CA-CA

A conversão direta CA-CA é realizada com os chamados conversores matriciais. Estes podem ser classificados como conversores matriciais diretos ou indiretos. O conversor direto é capaz de converter tensão CA com diferentes números de fase, amplitude e frequência. Possui vantagens significativas sobre os conversores CA-CC-CA tradicionais, como fluxo de potência bidirecional, fator de potência de entrada controlado, amplitude e frequência da corrente de saída também controladas. Devido a não utilizar grandes capacitores ou indutores para armazenar energia, possuem circuito de potência reduzido em tamanho. Em contrapartida as formas de onda da tensão de saída são limitadas pelas tensões de entrada. Qualquer tentativa de exceder este limite resultará em componentes indesejados de baixa frequência nas formas de onda de entrada e saída. Também possuem um maior número de dispositivos semicondutores empregados e maior complexidade do controlador, se comparados com conversor AC-DC-AC tradicional (BHUTADA; N.R.BHASME, 2016).

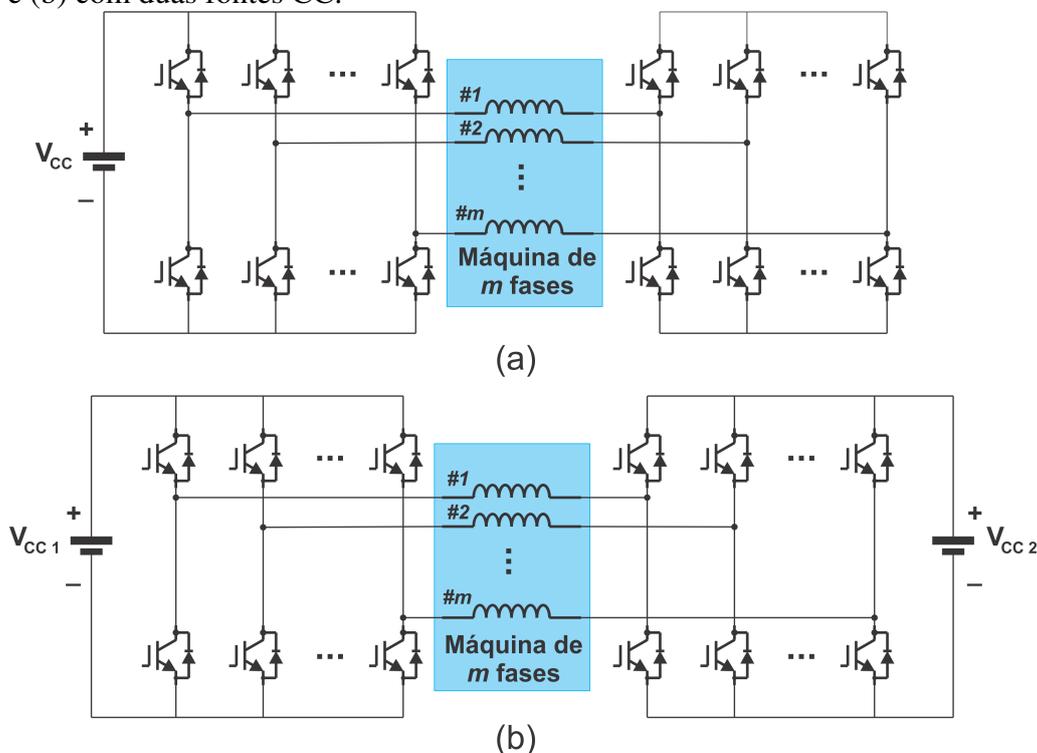
Os conversores matriciais indiretos agem como os conversores CA-CC-CA, que executam a conversão em estágios separados. Contudo, o barramento CC não possui elementos intermediários de armazenamento. Apesar do conversor de barramento CC ser

reduzido, a modulação PWM é bastante complicada quando o número de fases é elevado (BHUTADA; N.R.BHASME, 2016).

2.3.2.5 Conexão com Fases Isoladas

Esta conexão é realizada de forma que ambas as extremidades dos enrolamentos do estator são acessíveis e conectadas à fase do conversor. A topologia convencional de fases isoladas é do tipo ponte H e pode ser classificada em função do número de fontes isoladas utilizadas para alimentar a máquina. A configuração com uma única fonte é mostrada na Figura 14(a), enquanto que a com duas fontes é mostrada na Figura 14(b).

Figura 14 – Topologia de conversores multifásicos de fases isoladas com (a) uma fonte CC e (b) com duas fontes CC.



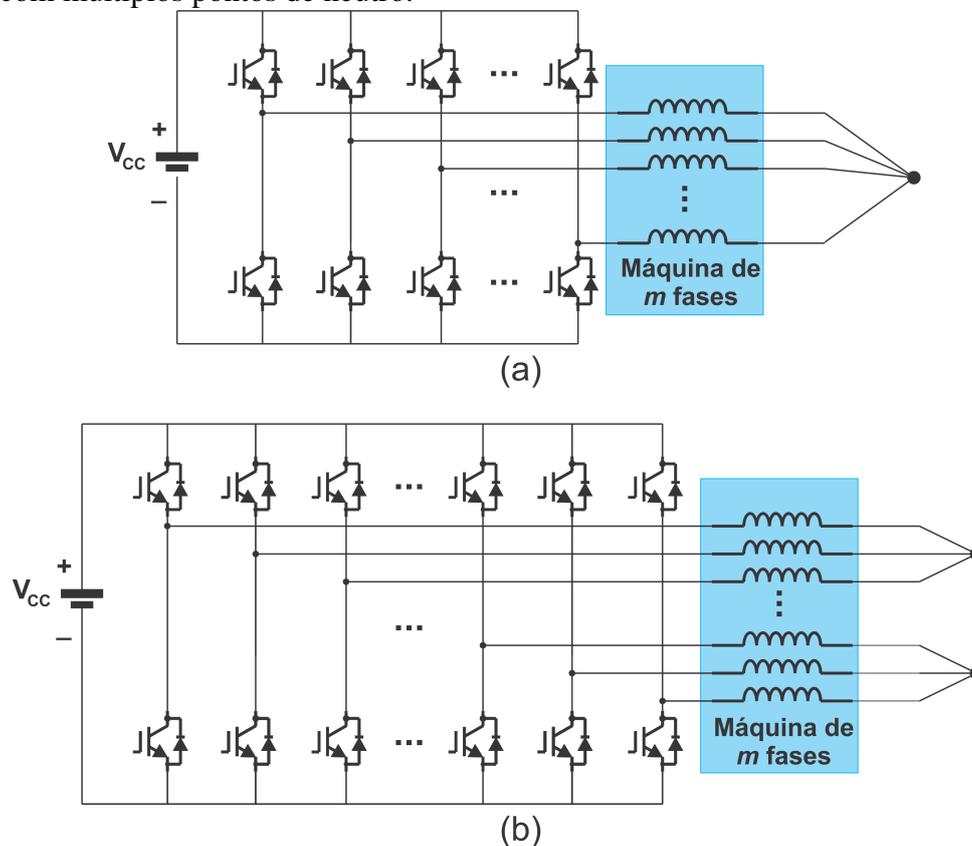
Fonte: adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

Entre as vantagens dessa topologia, pode-se citar: a utilização duplicada do barramento CC, níveis de tensão de saída aumentados, a tensão em cada fase é determinada por sua ponte H e independente de outras fases, permitindo métodos de modulação mais flexíveis e se ocorrer falha em uma fase do conversor ou enrolamento do estator as outras fases não são afetadas. Em contrapartida a topologia com uma fonte CC requer pelo menos quatro dispositivos de comutação por fase, o que eleva seu custo. Essa topologia foi adotada principalmente em aplicações de alta potência como navios com sistema de propulsão elétrica. A componente de sequência-zero fica elevada, o que leva a perda adicional nos enrolamentos da máquina. Já a topologia com fonte dupla eleva ainda mais o custo, mas bloqueia a circulação da corrente de sequência-zero. Além disso, com duas fontes CC as tensões de cada fase podem ser definidas em diferentes níveis, como 2:1, para produzir uma tensão de saída com quatro níveis.

2.3.2.6 Conexão Unilateral

Nas conexões unilaterais apenas uma extremidade do enrolamento do estator é conectada ao conversor, enquanto a outra extremidade é geralmente conectada a um ou mais pontos de outros enrolamentos da máquina. Essa conexão possui menor flexibilidade de controle e menor capacidade de tolerância a falhas. No entanto, a configuração baseada em meia ponte reduz custos de hardware e simplifica o algoritmo de controle. Por conta das vantagens, a topologia unilateral é amplamente utilizada em aplicações multifásicas. A topologia unilateral pode ser dividida em dois tipos: com um único ponto de neutro, como exibido na Figura 15(a), ou com vários pontos neutros, como na Figura 15(b).

Figura 15 – Topologia de conversores multifásicos unilaterais com (a) um ponto de neutro e (b) com múltiplos pontos de neutro.



Fonte: adaptado de (LIU; LI; ZHENG, 2018).

A propriedade modular da topologia de multi-neutro permite o isolamento de diferentes grupos de enrolamento do estator e fases. Quando a falha ocorre em uma fase, a frequência variável e o fornecimento de energia para enrolamentos nos outros grupos não seria afetado. Entretanto, a topologia multi-neutro também reduz a utilização do barramento CC e diminui o número disponível de vetores espaciais para modulação PWM. Além disso, não é prático dividir o ponto de neutro em máquinas multifásicas simétricas ou com número ímpar de fases. Portanto, a topologia multifásica mais popular é a de modo unilateral com um único ponto neutro.

A topologia utilizada para alimentar a máquina YASA pentafásica é a de modo unilateral com um único ponto neutro.

2.3.3 Técnica de Modulação para Inversores Multifásicos

Existem duas categorias principais de técnicas de modulação PWM para inversores multifásicos, que são: Modulação por Vetores Espaciais (SVPWM - *Space Vector Pulse Width Modulation*) e SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*).

SVPWM: é uma técnica de modulação digital utilizada no controle de inversores. Apresenta algumas características importantes, como número reduzido de comutações das chaves de potência, baixo nível de conteúdo harmônico das tensões de saída e índice de modulação mais elevado quando comparado com a técnica SPWM, maximizando a utilização do barramento CC (BACON; CAMPANHOL; DA SILVA, 2011). O algoritmo de controle para SVPWM requer a identificação de setor, tabela de consulta, informações de ângulo e medições de amplitude de vetor de espaço de tensão.

O número de estados de comutação cresce exponencialmente com o aumento do número de fases, que determina o número de vetores espaciais. Sendo assim, a utilização da modulação SVPWM se torna mais complexa em máquinas multifásicas uma vez que a duração de cada vetor precisa ser determinada em tempo real necessitando, portanto, de grande processamento matemático. Várias transições podem ocorrer dentro de um ciclo de comutação, o que aumenta as perdas nas chaves. Técnicas para acionamento dos vetores espaciais mais próximos tendem a diminuir as perdas mas a simplificação causa distorção na tensão de saída (RENUKADEVI; RAJAMBAL, 2013).

SPWM: O conceito básico para modulação por largura de pulso senoidal é alternar entre os diferentes estados de comutação do inversor de forma que a média do tempo da forma de onda da tensão comutada seja igual à referência desejada. O SPWM é a técnica de modulação mais comum e simplificada para gerar uma onda senoidal. A modulação é realizada modificando a largura dos pulsos, também conhecido como ciclo de trabalho. Foi originalmente construído com circuitos analógicos comparando a referência com os sinais da portadora triangular que se estendem em amplitude por toda a faixa de modulação. É possível implementar também na forma digital este método de modulação. Os pulsos gerados determinam o estado das chaves usadas no inversor e a tensão de saída também se apresenta em pulsos de largura variável e em frequência fixa (WILAMOWSKI; DAVID IRWIN., 2011).

A relação entre a amplitude do sinal de modulação e a amplitude do sinal da portadora é o fator chave no controle da amplitude da tensão de saída do inversor e é conhecido como índice de modulação. Esse índice é inferior a 1 (sem operar com sobremodulação) na modulação SPWM, que implica na sub-utilização do barramento CC quando comparado com SVPWM. Algumas técnicas utilizadas podem elevar esse aproveitamento do barramento, como a *Min-Max Injection* ou *Zero Sequence Injection*. É incluído um termo de terceiro harmônico de modo comum na forma de onda de cada fase a fim de reduzir a amplitude da onda moduladora. Por meio dessa técnica o índice de modulação é elevado acima de 1, sem entrar na indesejada região de sobremodulação, que produz distorções na forma de onda (HOLMES; LIPO, 2003).

Embora sejam fatores importantes, as perdas nas chaves do inversor e uso do barramento CC não são o fator principal de estudo nesse trabalho. Dessa forma a técnica de modulação SPWM foi utilizada devido a sua simplicidade de implementação.

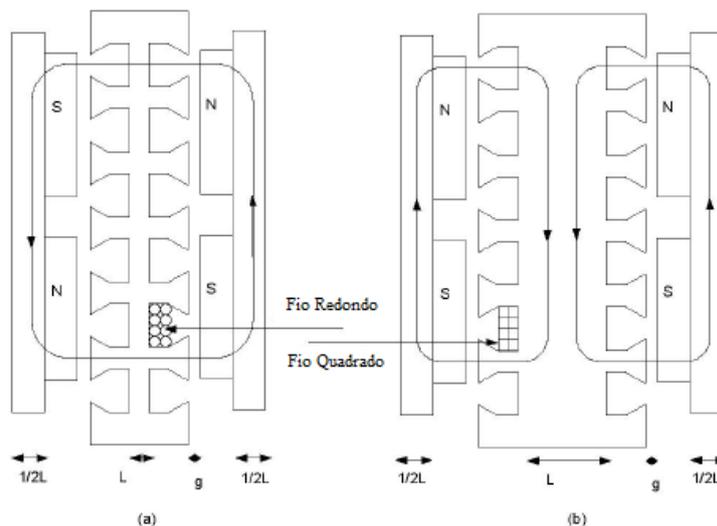
2.3.4 Máquina YASA

As máquinas de fluxo magnético axial de ímãs permanentes (*Axial-Flux Permanent Magnet* - AFPM) têm como característica apresentarem altas densidades de potência por

unidade de volume ativo e por unidade de peso ativo. Isso as tornam ideais para aplicações na indústria aeroespacial, aviação, marítima e em veículos elétricos que necessitam potências elevadas com volume reduzido (KRISHNAN, 2010). Em máquinas em que o fluxo magnético é axial, os condutores estão em posições radiais, que permite uma melhor utilização de espaço. Devido ao aspecto construtivo, o comprimento axial é curto e isso favorece por exemplo o emprego de acionamento direto, colocando as máquinas dentro de rodas de veículos elétricos (*in-wheel direct-drive*) (EMADI, 2015).

A topologia YASA (*Yokeless And Segmented Armature*) é uma máquina AFPM, que se destaca por apresentar alta densidade de torque e eficiência. A topologia foi desenvolvida para o projeto LIFEcar, que tinha o objetivo de criar um veículo "divertido de dirigir", sem comprometer a eficiência (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007). A topologia YASA foi derivada de outras topologias de máquinas AFPM. A Figura 16 exibe máquinas denominadas NS Torus-S e NN Torus-S, concebidas anteriormente à topologia YASA. As máquinas do tipo Torus não tem estator segmentado, como na YASA.

Figura 16 – Máquinas AFPM NS-Torus-S (a) e NN-Torus-S (b).



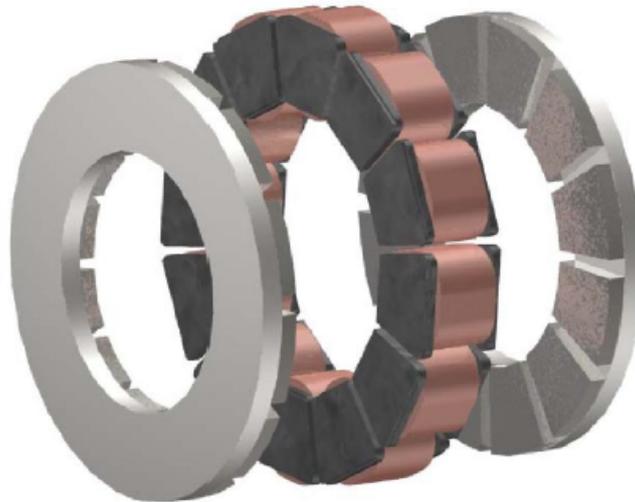
Fonte: adaptado de (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

Conforme (WOOLMER; MCCULLOCH, 2007), a máquina NS Torus-S possui um estator com comprimento axial curto, pois o fluxo magnético não circula pelo estator (*yokeless*), uma vez que ele apenas atravessa o mesmo, como ilustra a Figura 16(a). Entretanto, nesta configuração os enrolamentos são dispostos ao longo de ranhuras na direção radial. Como consequência, possui um fator de preenchimento baixo e cabeceiras de bobinas longas. Isso aumenta o diâmetro externo da máquina, resultando em densidade de potência reduzida e aumento de perdas. Já a NN Torus-S requer um estator com comprimento axial grande, pois o fluxo magnético circula no estator, como ilustra a Figura 16(b), o que eleva as perdas e reduz a densidade de potência. Contudo, nesta máquina, os enrolamentos envolvem axialmente o estator e podem ser utilizados fios de seção quadrada, elevando o fator de preenchimento. As duas máquinas têm desempenho semelhante, embora o NS Torus-S tenha uma densidade de potência superior.

A topologia YASA foi criada para combinar as características positivas da máquina NN-Torus-S e NS-Torus-S. A partir da NS-Torus-S deve-se remover os trechos do estator que interligam os dentes do estator (criando assim segmentos separados), já que este trecho na topologia NS Torus-S não é necessária por razões magnéticas; então, deve-se

aumentar o passo dos dentes para que sejam semelhantes aos dos ímãs e prover um enrolamento individual em torno de cada um desses dentes. Assim, reduz-se a quantidade de ferro, reduzindo peso e perdas desnecessárias de ferro, e se tem uma bobina simples com enrolamentos de extremidade curta, possibilitando o uso de condutor com seção retangular, o que pode conferir um alto fator de preenchimento. A Figura 17 apresenta uma imagem da topologia desenvolvida e então denominada YASA (*Yokeless and Segmented Armature*).

Figura 17 – Imagem da topologia de máquina YASA.



Fonte:(WOOLMER; MCCULLOCH, 2007).

O protótipo utilizado neste trabalho é detalhado na Seção 3.1.

3 MODELAGEM ANALÍTICA

Este capítulo aborda a modelagem dinâmica da máquina YASA com alimentação de 3 e 5 fases. Além disso, são apresentadas as transformações de coordenadas, os projetos dos controladores do controle por orientação de campo e a simulação das máquinas em um sistema de tração elétrico.

3.1 Descrição da Máquina YASA Multifásica

A máquina YASA, ilustrada na Figura 18, é uma máquina elétrica rotativa síncrona com fluxo magnético axial no entreferro, com dois rotores e armadura segmentada. A topologia usa enrolamentos concentrados enrolados em cada segmento. O rotor é feito de ímãs permanentes montados na superfície de uma culatra de aço magnético macio. Como os vetores de densidade de fluxo magnético são principalmente na direção axial, devido à armadura segmentada sem jugo (*yoke*), é possível usar aço elétrico laminado com grãos orientados nesta topologia de máquina elétrica. Esta característica especial desta topologia permite obter níveis ainda maiores de torque por volume ativo, e maior potência e eficiência. O estudo realizado neste trabalho utiliza o protótipo da máquina YASA projetada em (GOLTZ, 2021).

As principais características deste protótipo estão listadas na Tabela 2.

Tabela 2 – Características do protótipo da máquina YASA multifásica.

Description	Value
Número de fases (m)	3 or 5
Número de polos ($2p$)	32
Número de segmentos (Q_a)	30
Espiras por bobina (Nc)	61
Raio externo do rotor	80 mm
Raio interno do rotor	56,57 mm
Raio interno do estator	55,3 mm
Raio externo do estator	81 mm
Comprimento axial do estator	30,89 mm
Espessura das culatras	4,23 mm
Espessura dos ímãs (h_m)	4,5 mm
Comprimento do entreferro (g)	1 mm
Comprimento axial total	50,35 mm
Massa total	3,64 kg

Fonte: (GOLTZ, 2021)

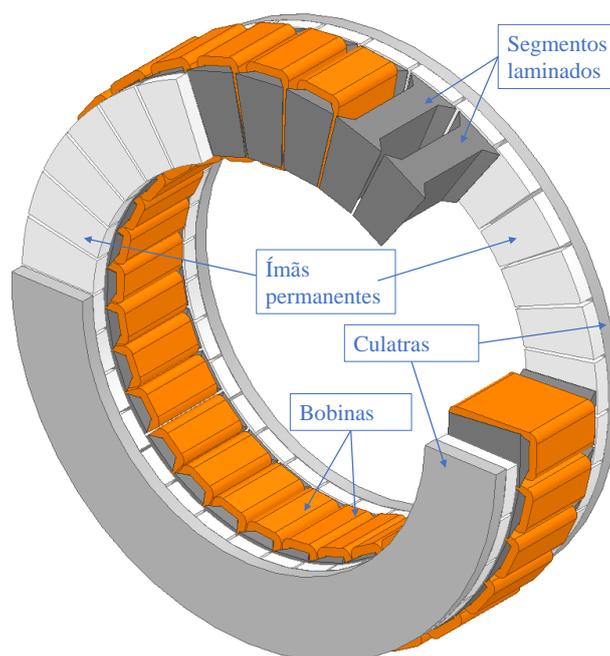
O protótipo desenvolvido no trabalho de (GOLTZ, 2021) foi concebido de tal forma que seja possível alimentar a máquina YASA com três, cinco ou até 15 fases em sistemas elétricos simétricos. Para tornar possível alimentar a máquina com diferentes números de fases, basta reconectar os enrolamentos. Nesta dissertação, serão exploradas as configurações com três e cinco fases, com enfoque maior para a máquina de cinco fases.

Os ímãs permanentes utilizados são do tipo NdFeB grau N40SH com espessura de 4,5 mm. Os segmentos da armadura no material laminado de grão orientado H0-DR com 0,23 mm de espessura. Para os elementos mecânicos de suporte da armadura e dos ímãs permanentes nos rotores foi utilizado o material isolante elétrico denominado comercialmente por DMK 65®. Os enrolamentos utilizaram fio de cobre recozido cilíndrico esmaltado grau-2, 20 AWG e classe térmica 200 °C. Para a composição dos rotores foram utilizadas dois discos em aço SAE 1020. Uma fotografia da máquina YASA já montada está exibida na Figura 19. Este protótipo apresenta 30 ranhuras para enrolamentos concentrados de camada dupla e 32 polos.

Como já mencionado, a máquina pode operar com 3, 5 ou 15 fases, conectando os enrolamentos adequadamente. Além disso, é possível operar com conexões multi-estrelas simétricas com 3 e 5 fases agrupando os neutros de forma isolada, como abordado no trabalho de (PARIZOTTO, 2021). Todos os sistemas elétricos são balanceados em conexão estrela sem a necessidade de uma conexão no neutro para circulação de corrente. Esta máquina possui simetria rotacional dupla, obtida por duas máquinas base, ou seja, $Q_a/2p = 15/16$. Uma vista axial do estator de meia máquina base é exibida na Fig. 20, que pode ser usada para representar os fasores de tensão induzida, uma vez que a outra meia máquina tem exatamente os mesmos fasores de tensão. A conexão entre as duas máquinas básicas pode ser em série ou paralela.

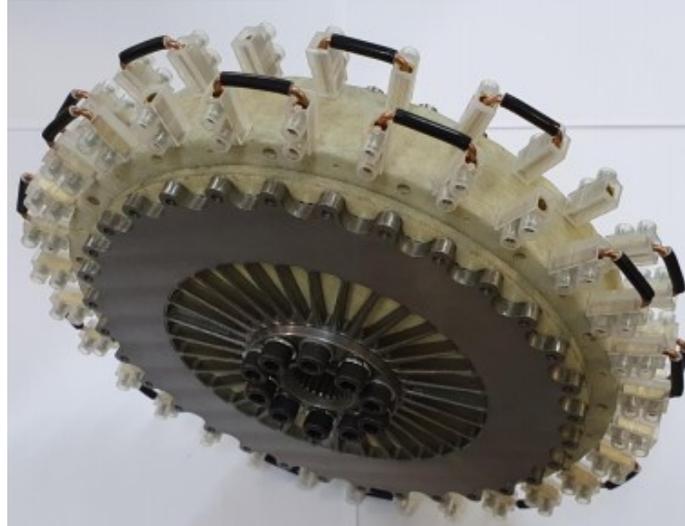
O menor deslocamento de fase elétrica entre enrolamentos adjacentes para o harmônico fundamental pode ser definido pela equação 8, onde o subscrito x , no intervalo

Figura 18 – Imagem da máquina YASA protótipo utilizada neste trabalho.



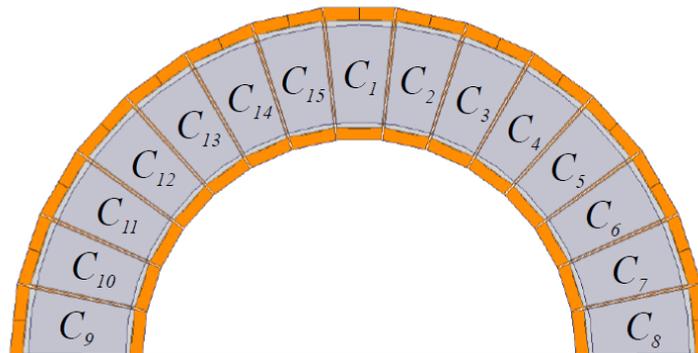
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 19 – Fotografia da máquina YASA protótipo utilizada neste trabalho.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 20 – Vista axial do estator de meia máquina base com identificação das bobinas.



Fonte: (GOLTZ, 2021).

[1 : Q_a], está associado aos segmentos de armadura identificados na Fig. 20. O primeiro segmento foi denominado aqui como C_1 e posicionado no centro da armadura da máquina base. Contudo, essa numeração pode ser movida para qualquer outra posição inicial.

$$\Delta_{e1C_x C_{x\pm 1}} = \pi \frac{Q_a - 2p}{Q_a} \quad (8)$$

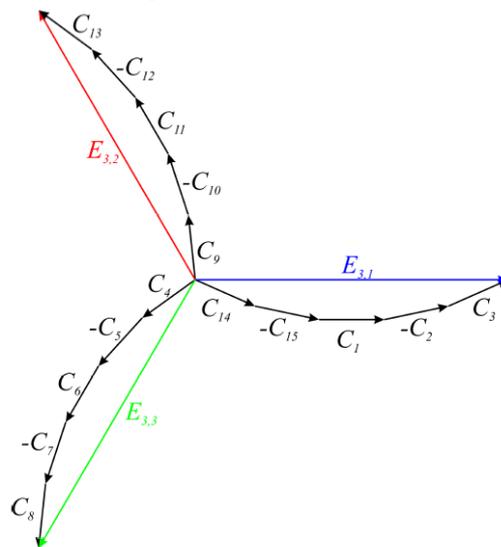
Para a construção da estrela de ranhuras da tensão induzida em circuito aberto da componente fundamental na máquina base¹, é necessário determinar o deslocamento de fase angular elétrico entre uma bobina de referência e qualquer outra na máquina base. Considerando que as bobinas são enroladas na mesma direção, a mudança de fase angular elétrica entre a bobina de referência C_1 e qualquer outra bobina C_x pode ser calculada pela equação 9.

$$\Delta_{e1C_1 C_x} = \pi \left[\sin\left(\frac{\pi}{2}(x-1)\right) - (x-1) \frac{Q_a - 2p}{Q_a} \right] \Big|_{x=1}^{\frac{Q_a}{2}} \quad (9)$$

¹O conceito de estrela de ranhuras é detalhado, por exemplo, em (BIANCHI, 2007).

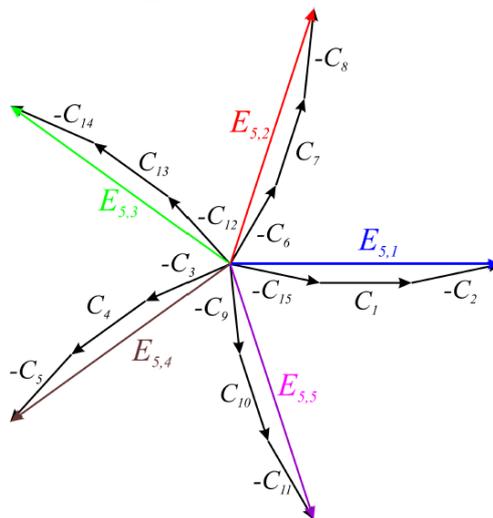
Destaca-se que x está no intervalo $[1 : \frac{Q_a}{t_p}]$, onde t_p é o número de máquinas base (duas para o protótipo atual). Considerando que todas as bobinas C_x são enroladas na mesma direção, as tensões induzidas do sistema trifásico $E_{3,1...3}$ são obtidas conectando as bobinas conforme Fig. 21, enquanto para as tensões induzidas do sistema de cinco fases $E_{5,1...5}$, as bobinas são conectadas de acordo com o diagrama fasorial da Fig. 22.

Figura 21 – Diagrama Fasorial - Conexão 3 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor

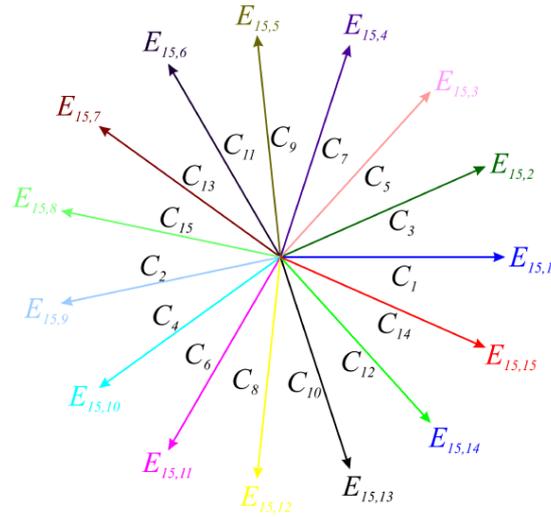
Figura 22 – Diagrama Fasorial - Conexão 5 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor

É possível observar nas Figuras 21 e 22 que o fator de distribuição é inferior a um para conexões trifásicas e pentafásicas. A máquina de 15 fases possui um fator de distribuição unitário, como mostrado na Figura 23, uma vez que as tensões induzidas $E_{15,1...15}$ são compostas somente pelos fasores de tensão de cada bobina da máquina base individualmente. A configuração de 15 fases não foi abordada neste trabalho devido a restrições associadas ao hardware de acionamento.

Figura 23 – Diagrama Fasorial - Conexão 15 fases.



Fonte: Elaborado pelo autor

3.2 Transformações de Coordenadas

Sistemas de referência que transformam sistemas trifásicos ou multifásicos em sistemas bifásicos têm grande aplicação na modelagem e controle de conversores estáticos e na modelagem de máquinas elétricas. Entre as transformações de coordenadas está a Transformada de Clarke, que tem um sistema bifásico estacionário, e cujo sistema de referência é geralmente identificado como $\alpha\beta 0$, gerando variável transformada com a parte real (α) e imaginária (β). Já a Transformada de Park tem um sistema bifásico girante, geralmente com um eixo identificado como d , de eixo direto, e outro identificado como q , de eixo em quadratura. Grandezas como corrente, tensão e fluxo magnético podem ser transformadas de forma a possuir parte real em eixo direto (d) e imaginária com eixo em quadratura (q). Essas transformações podem ser realizadas também na forma inversa (CHATTOPADHYAY; MITRA; SENGUPTA, 2010).

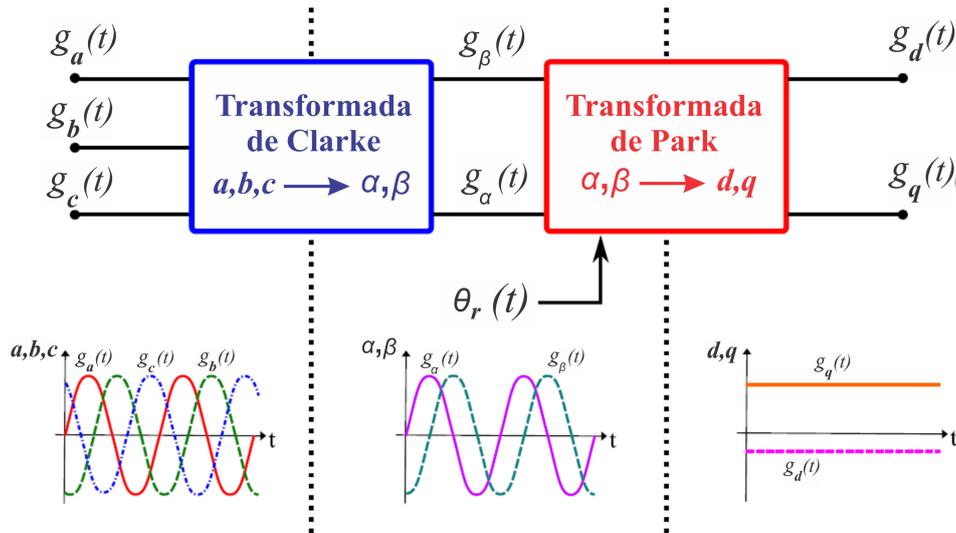
A Figura 24 exibe a transformação de coordenadas para um sistema trifásico senoidal. A função $g(t)$ utilizada exibe uma forma generalizada e pode ser substituída por grandezas como tensão elétrica, corrente ou fluxo magnético. É possível observar que com a Transformada de Clarke as três ondas senoidais defasadas de 120° são convertidas em duas defasadas de 90° no referencial $\alpha\beta 0$. Já com a Transformada de Park as duas ondas senoidais são convertidas em valores constantes no referencial $dq 0$.

Para a transformação de coordenadas do sistema trifásico para o referencial estacionário $\alpha\beta$, mantendo-se a amplitude constante, aplica-se a matriz de transformação da equação (10) (KRAUSE *et al.*, 2013). As variáveis g_α , g_β e g_0 na equação (10) são grandezas no referencial $\alpha\beta$ enquanto as variáveis g_a , g_b e g_c são as grandezas do sistema senoidal trifásico.

$$\begin{bmatrix} g_\alpha \\ g_\beta \\ g_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

A transformação do sistema pentafásico para o referencial $\alpha\beta$ é análoga. A matriz de transformação (11) realiza essa conversão para o referencial estacionário $\alpha\beta$ mantendo a

Figura 24 – Representação das transformações de Clarke e Park.



Fonte: Adaptado de (MORANDIN, 2013)

amplitude constante. Os termos $g_{\alpha 3}$ e $g_{\beta 3}$ na equação (11) representam as componentes de terceira harmônica no sistema $\alpha\beta$.

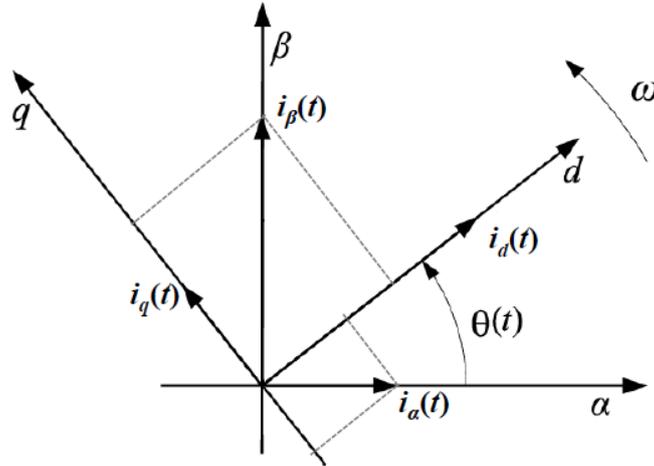
$$\begin{bmatrix} g_{\alpha} \\ g_{\beta} \\ g_{\alpha 3} \\ g_{\beta 3} \\ g_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & -\sin(\frac{4\pi}{5}) & -\sin(\frac{2\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) \\ 0 & -\sin(\frac{12\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & -\sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{12\pi}{5}) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \\ g_d \\ g_e \end{bmatrix} \quad (11)$$

Para conversão no sistema bifásico girante é usada a Transformada de Park, que é única para as duas configurações se somente a componente fundamental for considerada. A matriz (12) faz a transformação do referencial $\alpha\beta$ para o dq utilizando o ângulo elétrico θ_r . As variáveis g_d , g_q que aparecem no lado esquerdo da igualdade são as grandezas no referencial síncrono dq .

$$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{\alpha} \\ g_{\beta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

A Figura 25 exibe um diagrama onde estão localizados os eixos de corrente transformadas nos referenciais $\alpha\beta$ e dq . É importante notar que foi adotado um sistema de referência no qual o eixo direto d está 90° adiantado em relação ao eixo de quadratura q (ECKERT., 2020).

Em sistemas com número de fases maior que três é obtido maior grau de liberdade devido à possibilidade de utilização de componentes harmônicos ímpares superiores à componente fundamental. Destas componentes, a terceira harmônica, em especial, pode ser usada para contribuir com a produção de uma parcela de torque em máquinas elétricas multifásicas onde a corrente dessa componente pode circular (máquinas com número de fases não múltiplo de três). Outro aspecto positivo é que se torna possível elevar o valor da componente fundamental da tensão de alimentação pela injeção da componente de terceira harmônica acima de um valor que seria possível somente com a injeção da componente fundamental, o que permite um melhor aproveitamento do inversor de frequência.

Figura 25 – Diagrama com eixos $\alpha\beta$ e $dq0$.

Fonte: (ECKERT., 2020).

Com relação ao sistema de referência síncrono, observa-se na literatura que alguns autores consideram que o eixo q está adiantado em relação ao eixo d , enquanto outros consideram que o eixo q está atrasado em relação ao eixo d . O uso de qual disposição dos eixos d e q depende da aplicação a que se destinam. Contudo, o importante é que na conversão para um sistema de coordenadas e seu retorno para o sistema original sejam realizadas utilizando o mesmo sistema de coordenadas no referencial síncrono, de forma direta e inversa.

A transformação do referencial multifásico com m fases para o referencial dq pode ser realizado diretamente, conforme apresentado na equação (13), onde α é um ângulo elétrico dependente do número de fases, ou seja, $\alpha = 2\pi/m$ e θ_r é a posição angular elétrica do rotor. Para fins de generalização, a equação (13) é apresentada em um formato no qual um sistema multifásico com m fases é transformado para o referencial dq com n harmônicas ímpares.

$$\begin{bmatrix} g_d \\ g_q \\ g_{d3} \\ g_{q3} \\ \vdots \\ g_{dn} \\ g_{qn} \\ g_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{m}} \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \sin(\theta_r - \alpha) & \dots & \sin(\theta_r + 2\alpha) & \sin(\theta_r + \alpha) \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \alpha) & \dots & \cos(\theta_r + 2\alpha) & \cos(\theta_r + \alpha) \\ \sin 3\theta_r & \sin 3(\theta_r - \alpha) & \dots & \sin 3(\theta_r + 2\alpha) & \sin 3(\theta_r + \alpha) \\ \cos 3\theta_r & \cos 3(\theta_r - \alpha) & \dots & \cos 3(\theta_r + 2\alpha) & \cos 3(\theta_r + \alpha) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sin n\theta_r & \sin n(\theta_r - \alpha) & \dots & \sin n(\theta_r + 2\alpha) & \sin n(\theta_r + \alpha) \\ \cos n\theta_r & \cos n(\theta_r - \alpha) & \dots & \cos n(\theta_r + 2\alpha) & \cos n(\theta_r + \alpha) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_a \\ g_b \\ g_c \\ g_d \\ \vdots \\ g_{m-2} \\ g_{m-1} \\ g_m \end{bmatrix} \quad (13)$$

É importante salientar que a modelagem abordada neste trabalho considera somente a componente fundamental. Entretanto, em trabalhos futuros podem ser utilizadas componentes harmônicas ímpares maiores que a fundamental para modelagem e para usufruir das vantagens previamente mencionadas em máquinas multifásicas com esta abordagem.

3.3 Modelagem Dinâmica da Máquina Multifásica

A modelagem dinâmica usando parâmetros concentrados de máquinas PMSM é geralmente realizada no referencial $dq0$. Essa abordagem reduz o número total de equações e facilita o projeto de controladores voltados para o acionamento das máquinas. As seguintes considerações são feitas durante o desenvolvimento (MADHU; MATHEW, 2013):

- distribuição senoidal da FMM dos enrolamentos do estator.
- os harmônicos espaciais do entreferro são negligenciados.
- a tensão de alimentação, assim como a tensão induzida é senoidal.
- a saturação é negligenciada.
- as correntes parasitas e as perdas por histerese são insignificantes.

O Apêndice A detalha como foram obtidas as equações de comportamento de máquinas a ímãs permanentes a partir de um modelo simplificado da máquina trifásica. A modelagem dinâmica da máquina YASA faz uso dessas equações no referencial $dq0$, que são adaptadas para a utilização da ferramenta computacional Simulink/Matlab[®]. Desta forma, foram realizadas simulações que descrevem o comportamento da máquina nas configurações trifásica e pentafásica.

Portanto, as equações que podem descrever o modelo eletromagnético dinâmico da máquina YASA com três ou cinco fases são dadas pelas equações (14) e (15).

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_m L_q i_q \quad (14)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_m (L_d i_d + \psi_{pm}) \quad (15)$$

onde, v_d e v_q , são as tensões no referencial síncrono, ψ_{pm} é a componente fundamental do fluxo magnético concatenado produzido pelos ímãs permanentes, L_q e L_d são as indutâncias síncronas, R_s é a resistência de fase do estator, i_d e i_q são as correntes no referencial síncrono $dq0$ do estator, ω_m é a velocidade angular mecânica e p é o número de pares de polos.

As equações (14) e (15) encontram-se na forma diferencial e geralmente causam instabilidade numérica em simulações. Se convertidas na forma integral, as simulações são realizadas com maior resolução, em um tempo menor com menores erros (PEREIRA., 2018). Dessa forma, rearranjando e integrando as equações (14) e (15), obtém-se as correntes no referencial síncrono na forma integral, conforme mostrado nas equações (16) e (17). Estas equações foram implementadas no Simulink/Matlab[®].

$$i_d = \int \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d + p\omega_m L_q i_q) dt \quad (16)$$

$$i_q = \int \frac{1}{L_q} [v_q - R_s i_q - p\omega_m (L_d i_d + \psi_{pm})] dt \quad (17)$$

A equação para determinação do torque eletromagnético T_e , também detalhada no Apêndice A, permite determinar o torque a partir do modelo de parâmetros concentrados. O formato geral da equação do torque eletromagnético com variáveis do referencial síncrono é dada por (18). Destaca-se que esta equação também é válida tanto para a máquina YASA de três como de cinco fases se não forem injetadas correntes harmônicas. Adicionalmente, destaca-se que geralmente as indutâncias L_d e L_q são praticamente iguais nessa topologia de máquina, devido aos ímãs estarem dispostos na superfície dos rotores. Isso permite simplificar ainda mais a equação (18), pois zera-se o termo que depende da diferença as indutâncias.

$$T_e = \frac{m}{2} p [\psi_{pm} + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (18)$$

Por fim, a equação mecânica que também não difere de uma configuração para outra (trifásica ou pentafásica) relaciona o torque eletromagnético com grandezas mecânicas, conforme a equação (19).

$$T_e = T_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (19)$$

onde J é o momento de inércia, B é o coeficiente de atrito e T_L é o torque de carga.

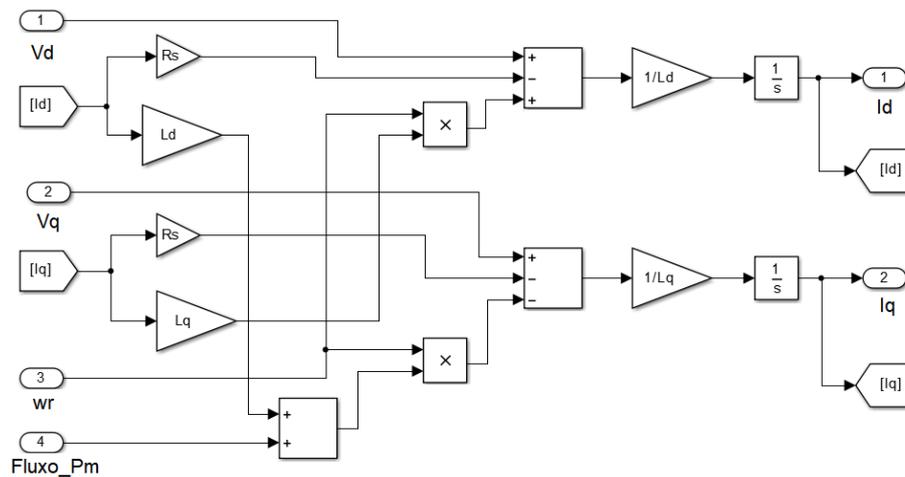
De forma similar às equações de corrente, a equação mecânica pode ser representada na forma integral. Realizando operações algébricas, a equação mecânica (19) pode ser escrita em função da velocidade angular de acordo com a equação (20).

$$\omega_m = \int \left(\frac{T_e - T_L}{J} - \frac{B\omega_m}{J} \right) dt \quad (20)$$

3.3.1 Implementação dos Modelos Dinâmicos

Para realizar a simulação dos modelos dinâmicos da máquina YASA trifásica e pentafásica utilizou-se a ferramenta Simulink/Matlab[®]. Inicialmente, foram empregadas as equações (16), (17), (18) e (20). O bloco do modelo eletromagnético, que permite determinar as correntes i_d e i_q , é exibido na Figura 26.

Figura 26 – Modelagem dinâmica no Simulink para determinação de i_d e i_q .



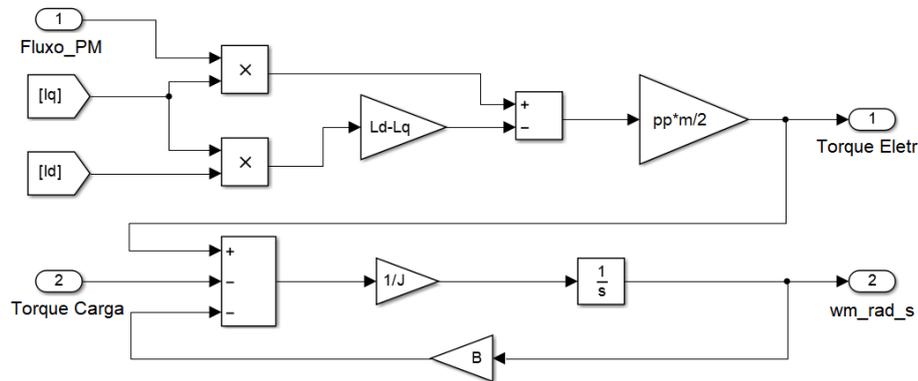
Fonte: Próprio Autor.

Já na Figura 27 estão os blocos de simulação para determinação do torque eletromagnético e da velocidade angular.

Os blocos das Figuras 26 e 27 foram integrados para compor o modelo dinâmico tanto da máquina YASA trifásica como pentafásica. Na Figura 28 o modelo integrado é representado pelo bloco denominado "AFPM". A diferença entre os modelos das máquinas YASA trifásica e pentafásica são os parâmetros eletromagnéticos do modelo dinâmico, isto é, ψ_{pm} , L_q , L_d , R_s . A determinação de todos os parâmetros do modelo, incluindo os mecânicos J e B , é detalhada no Capítulo 4.

Para realizar uma primeira validação do modelo dinâmico construído, comparou-se os resultados com um bloco pré-existente de máquina síncrona de ímãs permanentes trifásica da biblioteca do Simulink/Matlab[®], identificado na Figura 28 como "PMSM". A

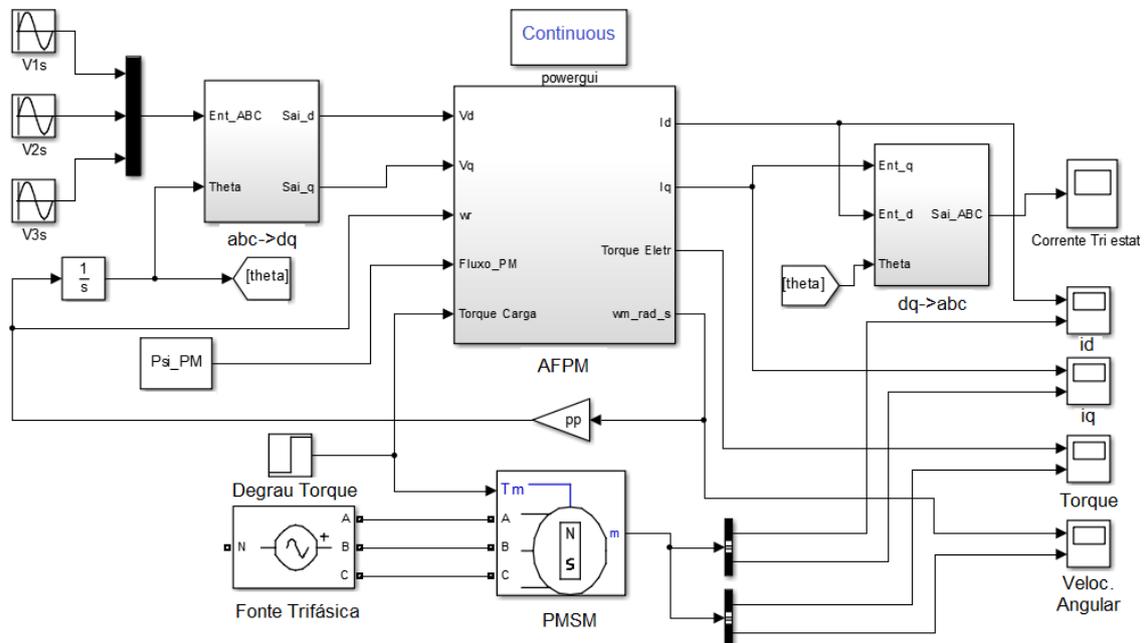
Figura 27 – Modelagem dinâmica no Simulink para determinação de T_e e ω_m .



Fonte: Próprio Autor.

simulação para comparar os dois modelos foi realizada em malha aberta. No modelo pré-existente alimenta-se a máquina com tensão trifásica enquanto que no modelo implementado a partir das equações (16), (17) e (20), identificado na Figura 28 como "AFPM", os sinais de tensão são convertidos para o sistema síncrono $dq0$ e as tensões v_q e v_d são conectadas então ao modelo "AFPM". Portanto, para ter exatamente a mesma entrada no sistema trifásico, foram usadas transformações de coordenadas identificadas na Figura 28 pelo bloco "abc->dq" e a transformada inversa, identificada pelo bloco "dq->abc".

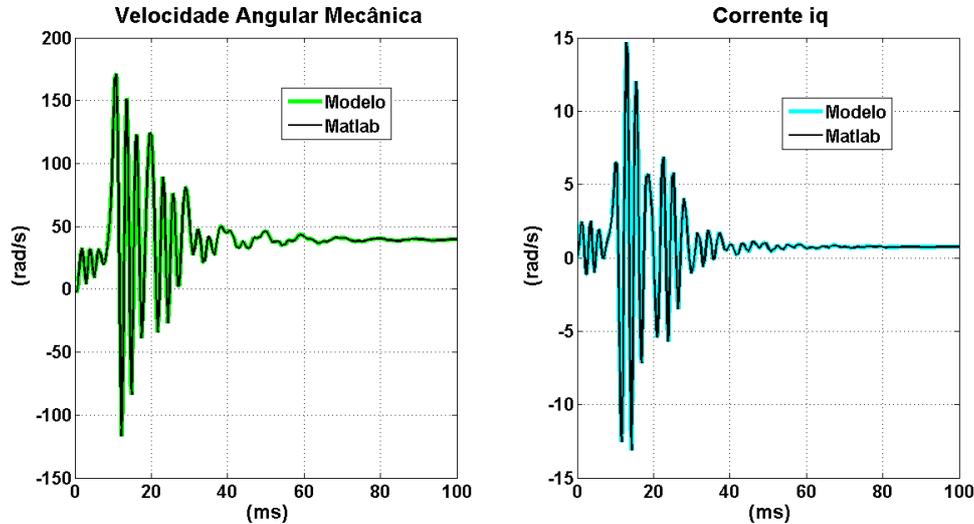
Figura 28 – Diagrama do motor YASA trifásico comparado a um bloco PMSM do Matlab®.



Fonte: Próprio Autor.

Um exemplo de resultado da comparação entre o modelo desenvolvido e o modelo da biblioteca do Simulink/Matlab® é mostrado em termos de ω_m e i_q na Figura 29. Esta simulação foi realizada durante 0,15 segundos, e uma carga de 1 Nm é aplicada. Como resultado as curvas dos 2 modelos encontram-se sobrepostas, indicando que o modelo construído está correto.

Figura 29 – Curvas ω_m e i_q comparando resultados do modelo desenvolvido e do modelo da biblioteca do Simulink/Matlab®.



Fonte: Próprio Autor.

Na sequência do trabalho é então somente utilizado o modelo implementado. Este modelo é utilizado também nas simulações em malha fechada, com controle vetorial e nas simulações onde as condições de operação consideram requisitos para tração elétrica. O uso do modelo construído com base nas equações permite a simulação de uma máquina com qualquer número de fases. Dessa forma, com a evolução deste trabalho existe uma base fundamentada para implementação futura inclusive na configuração multifásica da máquina com 15 fases que foi abordada em (GOLTZ, 2021) e (PARIZOTTO, 2021).

3.4 Projeto de Controladores

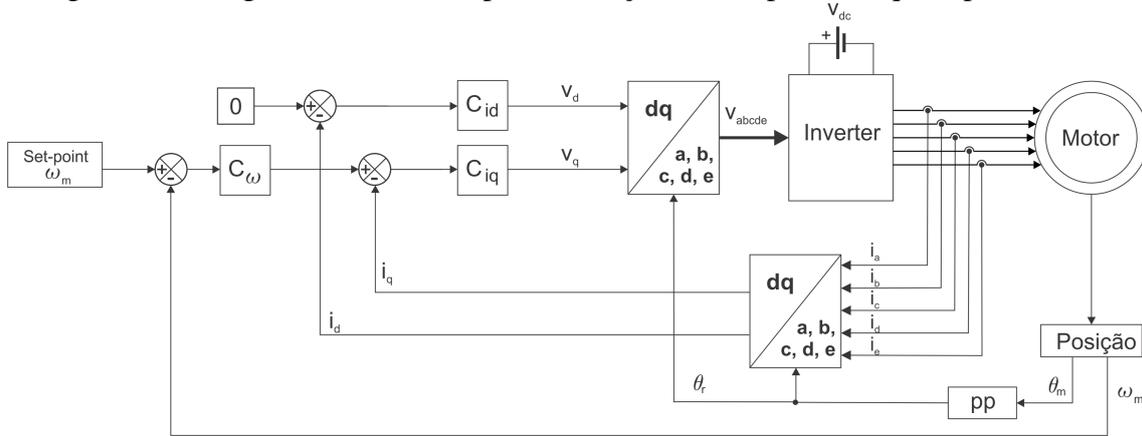
O projeto de controladores é uma etapa muito importante no acionamento de motores. É fundamental que a máquina siga a referência de velocidade mantendo o torque necessário para o acionamento da carga. A performance do sistema depende muito do correto dimensionamento dos controladores utilizados no FOC.

A Figura 30 exibe o diagrama de controle por orientação de campo para uma máquina de 5 fases que foi implementado. Podem ser observadas três malhas de controle, sendo duas internas, para correntes i_d e i_q , e uma externa para controle de velocidade mecânica ω_m .

Para o projeto dos controladores de corrente do motor YASA, deve-se conhecer a função de transferência do modelo elétrico da máquina no referencial síncrono. Neste sentido, é importante destacar que as equações (14) e (15) apresentam componentes não lineares, onde há os produtos $\omega_m i_q$ e $\omega_m i_d$. Embora técnicas de linearização pudessem ser aplicadas, os elementos não lineares das equações (14) e (15) foram desconsiderados. Esta simplificação pode ser adotada uma vez que o controlador PI deve garantir erro estacionário nulo. Assim, as funções de transferência elétrica entre corrente e tensão de eixo direto G_{vid} e quadratura G_{viq} são dados, respectivamente, pelas equações (21) e (22).

$$G_{vid} = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{\frac{1}{L_s}}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (21)$$

Figura 30 – Diagrama do controle por orientação de campo da máquina pentafásica.



Fonte: Próprio Autor.

$$G_{viq} = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \quad (22)$$

onde L_s é a indutância síncrona. A máquina YASA possui indutâncias de eixo direto e em quadratura praticamente idênticas por se tratar de uma topologia de máquina síncrona de ímãs permanentes na superfície dos rotores. Assim, considera-se que $L_s = L_d = L_q$.

A partir da equação (19) é possível obter a função de transferência mecânica G_ω que relaciona a velocidade mecânica e o torque eletromagnético, conforme dado pela equação (23). Nesta equação o conjugado de carga é considerado como uma perturbação do sistema.

$$G_\omega = \frac{\omega_m(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{s + \frac{B}{J}} \quad (23)$$

O controle vetorial desenvolvido emprega controladores PI para as malhas de corrente e de velocidade. As equações (25) representam os controladores adotados.

$$\begin{aligned} C_{id} &= k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \\ C_{iq} &= k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \\ C_\omega &= k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \end{aligned} \quad (24)$$

onde k_{pd} , k_{pq} e $k_{p\omega}$ são ganhos proporcionais e k_{id} , k_{iq} e $k_{i\omega}$ são ganhos integrais dos controladores i_d , i_q e ω , respectivamente.

Para determinar os ganhos utilizou-se a técnica de cancelamento do polo da planta em malha fechada, de maneira que o sistema tenha comportamento de primeira ordem. Assim, torna-se conveniente reescrever as equações dadas por (25) em termos de um único ganho e uma constante de tempo, conforme (25).

$$\begin{aligned} C_{id} &= \delta_d \frac{s + \tau_d}{s} \\ C_{iq} &= \delta_q \frac{s + \tau_q}{s} \end{aligned} \quad (25)$$

onde $\delta_d = k_{pd}$, $\delta_q = k_{pq}$, $\tau_d = \frac{k_{id}}{k_{pd}}$, $\tau_q = \frac{k_{iq}}{k_{pq}}$. Desta forma, as funções de transferência em malha fechada são dadas por (26).

$$\begin{aligned} G_{MFd} &= \frac{C_{id}G_{vid}}{1 + C_{id}G_{vid}} = \frac{\delta_d \frac{s+\tau_d}{s} \frac{\frac{1}{L_s R}}{s+\frac{1}{L_s R}}}{1 + \delta_d \frac{s+\tau_d}{s} \frac{\frac{1}{L_s R}}{s+\frac{1}{L_s R}}} \\ G_{MFq} &= \frac{C_{iq}G_{viq}}{1 + C_{iq}G_{viq}} = \frac{\delta_q \frac{s+\tau_q}{s} \frac{\frac{1}{L_s R}}{s+\frac{1}{L_s R}}}{1 + \delta_q \frac{s+\tau_q}{s} \frac{\frac{1}{L_s R}}{s+\frac{1}{L_s R}}} \end{aligned} \quad (26)$$

Projetando-se $\tau_d = \tau_q = \frac{R}{L_s}$ de maneira a cancelar o polo da planta, as equações em malha fechada podem ser simplificadas e resultam nas equações (27).

$$\begin{aligned} G_{MFd} &= \frac{\delta_d \frac{1}{L_s}}{s + \delta_d \frac{1}{L_s}} \\ G_{MFq} &= \frac{\delta_q \frac{1}{L_s}}{s + \delta_q \frac{1}{L_s}} \end{aligned} \quad (27)$$

Dessa forma, o sistema terá o comportamento de uma função de primeira ordem e pode-se projetar δ_d e δ_q de acordo com a largura de banda desejada. Portanto, definiu-se δ_d e δ_q de acordo com as equações (28) e (29).

$$\delta_d = \omega_i L_s \quad (28)$$

$$\delta_q = \omega_i L_s \quad (29)$$

Acima, ω_i é a largura de banda dos controladores de corrente. Portanto, reescrevendo em função dos ganhos proporcional e integral, têm-se em (30) e (31).

$$k_{pd} = k_{pq} = \omega_i L_s \quad (30)$$

$$k_{id} = k_{iq} = \omega_i R \quad (31)$$

Para ganhos de velocidade, a simplificação é realizada de forma análoga aos controladores de corrente. Sendo assim os ganhos proporcional e integral são determinados por (32) e (33).

$$k_{p\omega} = \omega_\omega J \quad (32)$$

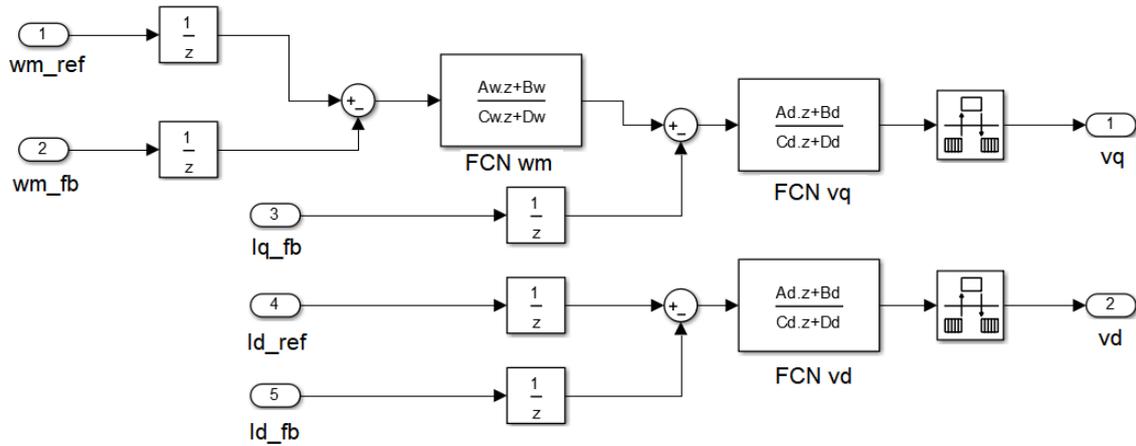
$$k_{i\omega} = \omega_\omega B \quad (33)$$

Nas equações anteriores ω_ω é a largura de banda para os controles de velocidade. Para garantir o funcionamento adequado do sistema de controle, as malhas internas (corrente) devem ser muito mais rápidas que a malha externa (velocidade angular). Uma prática comumente empregada é utilizar $\omega_i \geq 10\omega_\omega$.

3.4.1 Discretização dos Controladores

Os controladores da seção anterior foram definidos no tempo contínuo. Para realização do controle vetorial implementado por um DSP, um sistema digital é necessário para transformar sinais contínuos em sinais discretos por meio de amostragem de tempo e quantização de sinais analógicos em digitais. A forma matemática para discretização mais utilizada é a transformada z , similar à transformada de Laplace em sistemas contínuos (OGATA, 1995). Na Figura 31 são mostrados os controladores dimensionados na subseção anterior na forma discretizada em blocos do Simulink/Matlab®.

Figura 31 – Controladores discretos implementados no Simulink/Matlab®.



Fonte: Próprio Autor.

O DSP que realiza o controle e acionamento do inversor utiliza para sua programação a linguagem C. Na forma discretizada, a construção dos controladores PI para uma linguagem digital se torna mais simples. O método para isso é demonstrado na sequência.

O erro de realimentação de corrente de eixo direto e_{id} e de eixo em quadratura e_{iq} é dado por (34).

$$\begin{aligned} e_{id} &= i_{dref} - i_d \\ e_{iq} &= i_{qref} - i_q \end{aligned} \quad (34)$$

onde i_{dref} e i_{dref} são as corrente de referência de eixo direto e de eixo em quadratura, respectivamente.

As tensões v_d e v_q são determinadas a partir de (35).

$$\begin{aligned} v_d &= C_{id}e_{id} = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s}\right)e_{id} \\ v_q &= C_{iq}e_{iq} = \left(k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s}\right)e_{iq} \end{aligned} \quad (35)$$

Utilizando, então, o Método de Tustin para discretização, isto é, igualando a frequência complexa s do sistema contínuo a uma relação contendo a variável discreta z e o período de amostragem T_s , conforme a equação (36), pode determinar as tensões v_d e v_q discretizadas de acordo com as equações (37).

$$s = \frac{2}{T_s} \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (36)$$

Fazendo a substituição e rearranjando os termos obtemos:

$$\begin{aligned} v_{d(k)} &= \left(k_{pd} + \frac{k_{id}T_s}{2} \right) e_{id(k)} + \left(\frac{k_{id}T_s}{2} - k_{pd} \right) e_{id(k-1)} + v_{d(k-1)} \\ v_{q(k)} &= \left(k_{pq} + \frac{k_{iq}T_s}{2} \right) e_{iq(k)} + \left(\frac{k_{iq}T_s}{2} - k_{pq} \right) e_{iq(k-1)} + v_{q(k-1)} \end{aligned} \quad (37)$$

Destaca-se que (k) representa o valor atual de determinada grandeza e $(k-1)$ significa o valor anterior.

O erro de realimentação de velocidade e_ω é determinado de forma similar ao da corrente, comparando a velocidade medida ω_m com a de referência ω_{mref} , conforme a equação (38).

$$e_\omega = \omega_{mref} - \omega_m \quad (38)$$

A referência para a corrente de eixo direto é definida como zero, uma vez que se considera que $L_d=L_q$ e que não está no escopo da dissertação a operação com enfraquecimento de campo. Já a referência para o controle da corrente i_q é fornecido pela malha de velocidade, de acordo com a equação (39).

$$i_{qref} = C_\omega e_\omega = \left(k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) e_\omega \quad (39)$$

A discretização, usando também o Método de Tustin, para a corrente i_{qref} é dada pela equação (40).

$$i_{qref(k)} = \left(k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}T_s}{2} \right) e_{\omega(k)} + \left(\frac{k_{i\omega}T_s}{2} - k_{p\omega} \right) e_{\omega(k-1)} + i_{qref(k-1)} \quad (40)$$

A operação com controle por orientação de campo utilizando os controladores projetados é testada na próxima seção e validada experimentalmente no Capítulo 5.

Considerando a metodologia apresentada para o projeto dos controladores, para o qual foi atribuído $\omega_i = 1570,7$ rad/s e $\omega_\omega = 12,56$ rad/s, obteve-se os ganhos para a máquina trifásica de acordo com a Tabela 3 e para a máquina pentafásica de acordo com a Tabela 4.

Tabela 3 – Ganhos dos controladores da máquina de 3 fases.

k_{pd}/k_{pq}	k_{id}/k_{iq}	$k_{p\omega}$ vazio	$k_{i\omega}$ vazio	$k_{p\omega}$ carga	$k_{i\omega}$ carga
11,35	2822,72	0,11	0,39	0,19	0,53

Tabela 4 – Ganhos dos controladores da máquina de 5 fases.

k_{pd}/k_{pq}	k_{id}/k_{iq}	$k_{p\omega}$ vazio	$k_{i\omega}$ vazio	$k_{p\omega}$ carga	$k_{i\omega}$ carga
6,93	2038,90	0,11	0,39	0,19	0,53

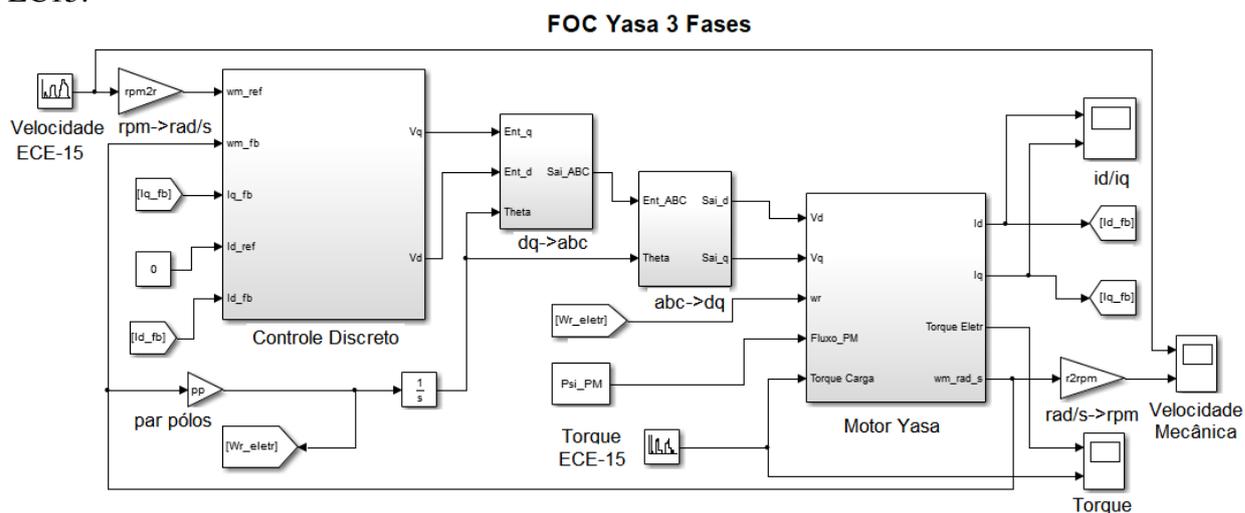
Destaca-se que nas Tabelas 3 e 4 há valores de ganhos definidos como "vazio" e "carga", pois existe diferença entre valores da máquina YASA operando a vazio e com

carga mecânica. Com carga a máquina YASA está acoplada mecanicamente por um eixo a outra máquina síncrona de ímãs permanentes que impõe torque. Já no caso de ensaio a vazio esse eixo é desacoplado, o que modifica os parâmetros mecânicos B e J do modelo dinâmico e, portanto, o ganho dos controladores.

3.5 Modelagem de um Sistema de Tração com a Máquina YASA

A partir da modelagem apresentada previamente e da determinação dos parâmetros do modelo discutidos no próximo capítulo foi implementado em ambiente de simulação no Simulink/Matlab[®] o controle vetorial da máquina YASA de três e cinco fases. A Figura 32 exhibe o diagrama de simulação da máquina trifásica que utiliza como referência de velocidade o ciclo de condução ECE-15 e impõe um torque de carga calculado a partir da equação (7), onde o torque do motor T_m determinado por essa equação é igualado ao torque de carga T_L da equação dinâmica (19).

Figura 32 – Diagrama de simulação da máquina YASA trifásica com ciclo de condução EC15.



Fonte: Próprio Autor.

Para o controle vetorial da máquina de 5 fases o diagrama é similar ao da Figura 32. Entretanto, é necessário alterar os blocos de transformação "dq->abc" e "abc->dq", além de atualizar os parâmetros da máquina e dos controladores. As transformadas no modelo de simulação são dispensáveis, pois toda simulação pode ser feita no referencial síncrono. Entretanto, são necessárias na implementação experimental e foram inseridas no modelo de simulação para se ter acesso aos sinais no sistema abc.

No bloco denominado "Controle Discreto" da Figura 32 está o diagrama exposto na Figura 31. Esse bloco necessita medidas das correntes i_d e i_q e velocidade angular mecânica. Precisa também de valores de referência que determinam o comportamento das grandezas controladas. Por motivos já descritos a corrente i_d assume referência nula e a referência de velocidade adotada é o ciclo de condução ECE-15.

O torque de carga é calculado a partir da equação (7) considerando que o veículo se desloca pelo ciclo de condução ECE-15 e com os parâmetros de um veículo do tipo *scooter*, como apresentado na Tabela 5.

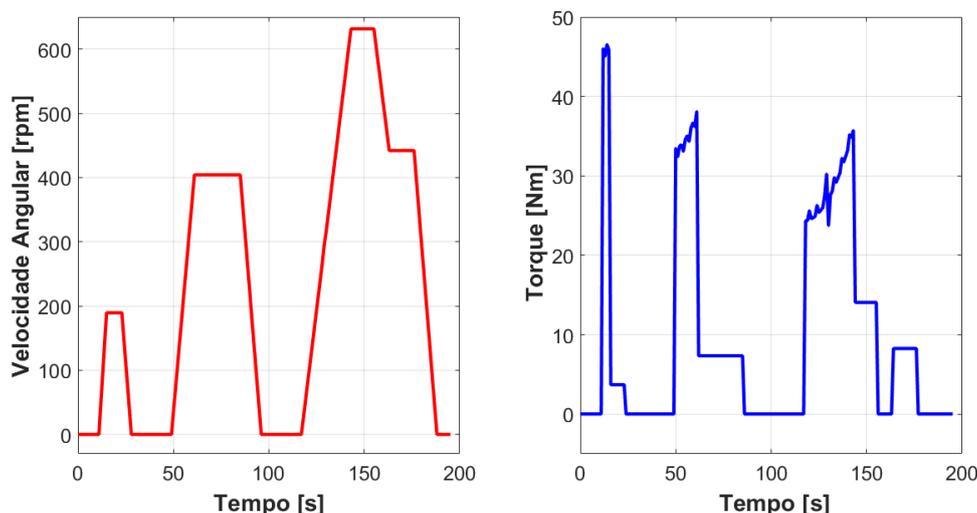
Tabela 5 – Parâmetros de um veículo do tipo *scooter*.

Descrição	Símbolo	Valor
Razão de transmissão	G	1
Raio da roda	r	0,21 m
Massa do veículo	m	185 kg
Aceleração da gravidade	g	9,81 m/s ²
Área frontal do veículo	A	0,6 m ²
Coefficiente aerodinâmico	C_d	0,75
Momento de inércia das peças rotativas	J	0,4278 kgm ²
Coefficiente de atrito de rolamento	μ_{rr}	0,007
Eficiência do sistema	n_g	0,95

Fonte: (WILTUSCHNIG, 2016).

A velocidade e o torque requerido pelo veículo do tipo *scooter* para trafegar em uma superfície plana no ciclo de condução ECE-15 são apresentados Figura 7. Tanto a velocidade como o torque são compatíveis com os valores que podem ser desenvolvidos pela máquina protótipo.

Figura 33 – Velocidade e torque requerido por uma *scooter* no ciclo de condução ECE-15.



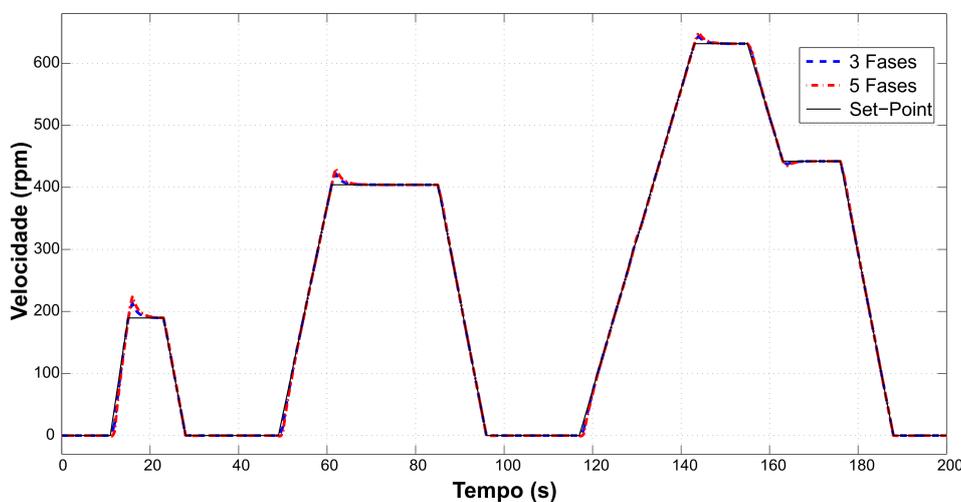
Fonte: próprio Autor.

Para configuração do modelo de simulação foram utilizados parâmetros da Tabela 6, que são os parâmetros elétricos da máquina YASA nas configurações de 3 e 5 fases. A Tabela 7 exhibe os parâmetros mecânicos do modelo dinâmico da máquina, que foram adicionados aos do modelo do veículo.

As curvas de velocidade angular desenvolvidas pelo motor com o controle vetorial implementado estão exibidas na Figura 34. Neste gráfico são apresentadas as curvas tanto da máquina na configuração trifásica como na pentafásica. Pode-se observar que a referência é seguida em ambas as configurações e os resultados em termos de velocidade são muito parecidos. Pequenas diferenças podem ser atribuídas devido às diferenças de parâmetros dos modelos e dos controladores.

As curvas de torque, da mesma forma que a velocidade angular com o controle vetorial, estão exibidas na Figura 35. Um comparativo é realizado com as configurações

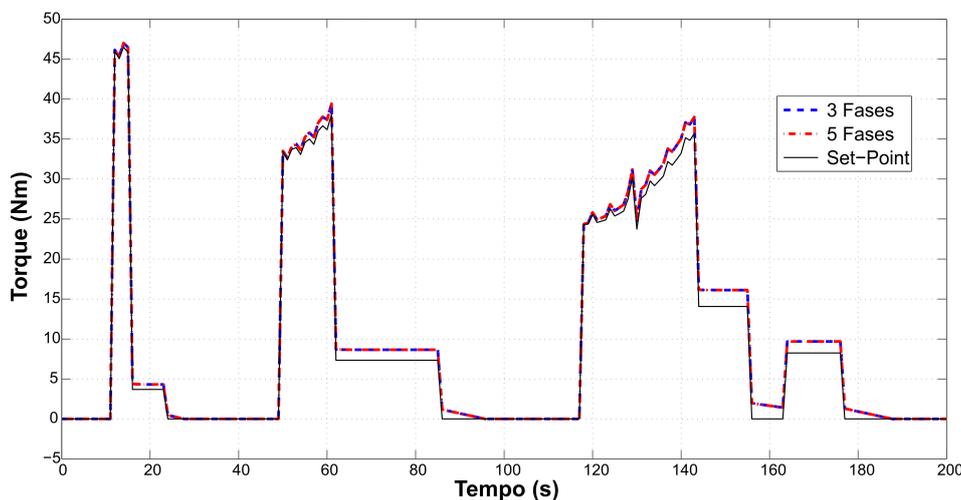
Figura 34 – Velocidade angular desenvolvida pela máquina YASA de 3 e 5 fases no ciclo de condução ECE-15 tracionando um veículo do tipo *scooter*.



Fonte: Próprio Autor.

de alimentação da máquina elétrica realizada com 3 e 5 fases. Observa-se um comportamento semelhante no torque, pois as curvas das duas configurações estão praticamente sobrepostas.

Figura 35 – Torque produzido pela máquina YASA de 3 e 5 fases no ciclo de condução ECE-15 para tracionar um veículo do tipo *scooter*.



Fonte: Próprio Autor.

Através das curvas de simulação para as configurações trifásicas e pentafásicas verifica-se que o motor YASA tanto com três como cinco fases consegue seguir as curvas de velocidade e fornecer o torque requerido para a tracionar o veículo definido nas condições simuladas. Diferenças entre os dois modelos poderão ser observados em termos de nível de tensão e corrente por fase, que são menores na máquina de cinco fases. Entretanto, o objetivo principal aqui é demonstrar que tanto a configuração trifásica como a pentafásica atende aos requisitos de operação.

4 DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO

Este capítulo detalha os ensaios realizados para se obter os parâmetros eletromagnéticos e mecânicos do modelo dinâmico da máquina YASA utilizando o protótipo construído para as configurações de 3 e 5 fases. Os parâmetros determinados por meio dos ensaios foram utilizados em todas as simulações numéricas e no projeto dos controladores do controle por orientação de campo aplicado a ambas as configurações de alimentação da máquina.

Para realização dos ensaios de determinação dos parâmetros, bem como os ensaios dinâmicos, acoplou-se mecanicamente o eixo da máquina YASA ao eixo de uma máquina elétrica síncrona de ímãs permanentes internos (*Internal Permanent Magnet Synchronous Machine* - IPMSM). Ambas as máquinas podem atuar como motor ou gerador e a descrição dessa bancada para teste é detalhada no próximo capítulo. Os ensaios experimentais realizados permitiram determinar os parâmetros do modelo dinâmico, isto é, R_s , L_q , L_d , ψ_{pm} , B e J . As subseções abaixo descrevem os procedimentos realizados para se determinar cada parâmetro.

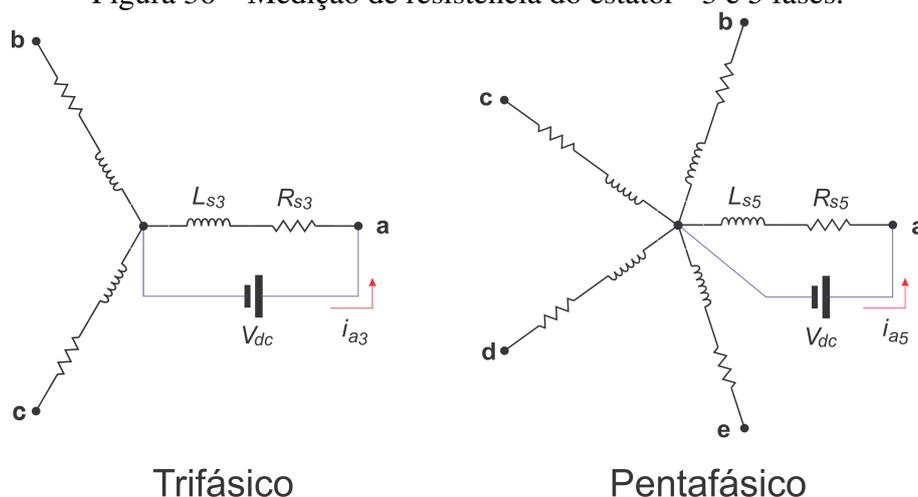
4.1 Resistência Estatórica - R_s

A máquina YASA é constituída de 30 bobinas, construídas utilizando fio de cobre cilíndrico 20 AWG, sendo que cada bobina tem 61 espiras (GOLTZ, 2021). Os diagramas fasoriais das Figuras 21 e 22 detalham como deve ser realizada a conexão elétrica entre as bobinas do grupo, correspondente ao conjunto de bobinas de uma máquina base. Como o protótipo utilizado apresenta duas máquinas base, há dois grupos com tensões induzidas idênticas. Portanto, pode-se conectar as bobinas dos grupos em série ou paralelo. Para os ensaios realizados, tanto a configuração pentafásica como a trifásica utilizam conexão de grupos em série.

Após realizadas as devidas conexões elétricas para formar a configuração trifásica e pentafásica, realizou-se os ensaios para determinação de resistência elétrica de fase. Para se obter a resistência estatórica em cada configuração de ligação, entre os terminais de Fase e Neutro foi aplicada uma tensão contínua de 10 V. A corrente do circuito é então registrada em regime permanente e, por meio da Lei de Ohm, a resistência tem seu valor determinado. O ensaio foi realizado em temperatura ambiente, entre 15 °C e 20 °C. A Figura 36 mostra um esquema para 3 e 5 fases de como foi realizado o ensaio.

Esse ensaio foi repetido para se obter a resistência de cada fase nas configurações trifásica e pentafásica. O valor obtido, descrito na Tabela 6, corresponde à média dos valores medidos em cada fase nas duas configurações. Destaca-se aqui que há uma aparente incoerência entre a relação das resistências de fase da máquina trifásica e pentafásica, uma vez que as bobinas por segmento são iguais e a diferença está no número de bobinas

Figura 36 – Medição de resistência do estator - 3 e 5 fases.



Fonte: Próprio Autor.

em série (que na ligação trifásica é 5 por grupo de bobinas e na ligação pentafásica é 3 por grupo de bobinas). Portanto, teoricamente o valor da resistência de fase da máquina trifásica deveria ser $5/3$ vezes o valor da resistência de fase da máquina pentafásica, isto é, $R_{s3} = 5/3R_{s5}$. Observa-se, entretanto, na Tabela 6 que essa relação não é obtida a partir dos ensaios experimentais. Embora não se tenha verificado experimentalmente, uma hipótese aventada é que existe uma resistência de contato não desprezível e não idêntica para cada bobina nos contatos dos terminais elétricos visíveis na fotografia do protótipo apresentado na Figura 19.

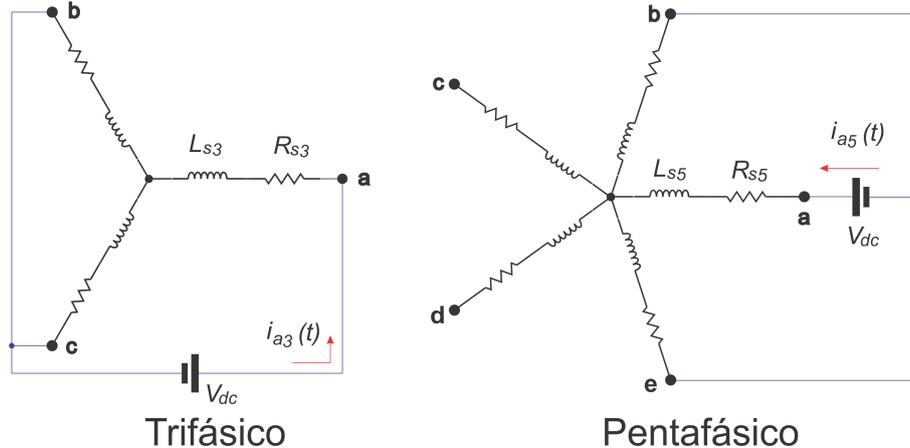
4.2 Indutância Síncrona - L_s

Como a topologia YASA possui ímãs montados na superfície e não há saturação significativa presente em operação normal, as indutâncias de eixo direto e de quadratura podem ser consideradas iguais. Desta forma, considerou-se que a indutância do estator L_s é igual às indutâncias síncronas, ou seja, $L_s = L_d = L_q$. Um aspecto adicional relevante é que a indutância mútua entre fases não adjacentes é muito baixa nesta topologia de máquina elétrica devido à armadura segmentada (GOLTZ, 2021).

Deve ser mencionado que na literatura vários métodos são adotados para a medição de indutâncias síncronas (RALLABANDI *et al.*, 2018). Considerando as particularidades da máquina YASA em relação às indutâncias, foi utilizado um método simples, que consiste na aplicação de tensão de degrau CC com o eixo travado. Assim, foi aplicada um degrau de tensão CC de aproximadamente 10 V com o terminal positivo conectado a um terminal de fase e o terminal negativo conectado aos terminais das duas outras fases adjacentes como mostrado na Figura 37 (NXP - PMSM ELECTRICAL PARAMETERS MEASUREMENT, 2013).

Através da resposta dinâmica da corrente obtém-se o valor da constante de tempo do circuito RL $[\tau]$, considerando R_s determinado conforme subseção anterior. A constante de tempo (τ), que corresponde na curva ao valor de 63,2% da corrente máxima é determinada conforme Figura 38, determinado para a fase A da máquina trifásica. Este ensaio foi realizado com os ímãs permanentes internos presentes na máquina YASA, por se tratar da condição na qual a máquina opera. Embora a curva da corrente apresente um comporta-

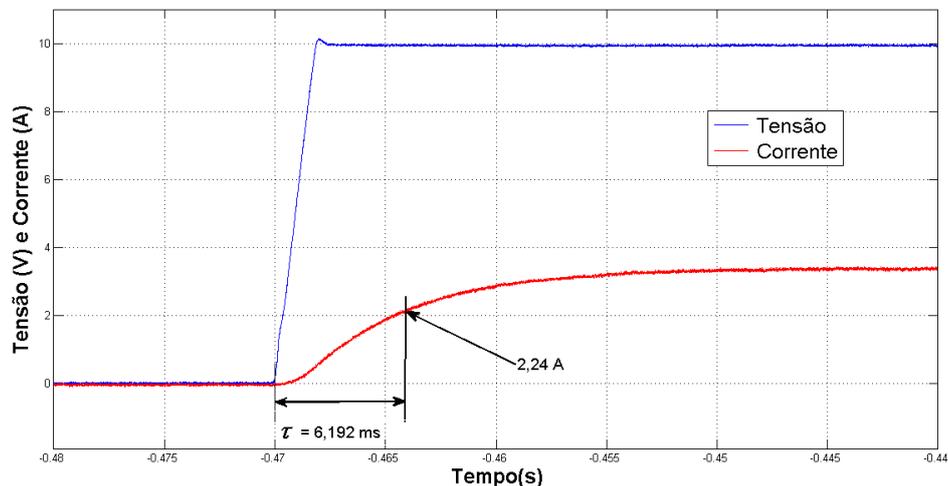
Figura 37 – Ligação elétrica para medição de indutância síncrona - 3 e 5 fases.



Fonte: Próprio Autor.

mento exponencial, como considerado para obter a constante de tempo para um circuito RL de primeira ordem, é possível observar na Figura 38 que a fonte de tensão não permitiu aplicar um degrau exatamente. Essa não idealidade da tensão aplicada pode implicar em alguma diferença no valor da constante de tempo determinada e, conseqüentemente, na determinação da indutância. Para ensaios futuros sugere-se utilizar uma fonte de tensão que permita aplicar uma forma de onda que mais se aproxime de um degrau, ou seja, que apresente uma transição mais rápida de 0 a 10 V, frente à constante de tempo do circuito.

Figura 38 – Ensaio para determinação da indutância síncrona da Fase A na máquina trifásica.



Fonte: Próprio Autor.

Convém ressaltar que o procedimento de determinação de indutância pela aplicação do degrau de tensão contínua foi desenvolvido para máquinas na configuração trifásica. Para a máquina pentafásica o terminal positivo foi conectado a um terminal de fase e o terminal negativo foi conectado aos terminais de duas fases adjacentes como mostrado na Figura 37. Dessa forma, o valor de indutância síncrona teve contribuição das indutâncias própria e mútua das fases vizinhas. Contudo, como as indutância mútuas de fases não adjacentes é muito baixa, considera-se que o método é adequado para esta topologia de

máquina.

O valor da indutância pode ser calculado analiticamente através da equação (41). O valor de L_s foi obtido pela média das indutâncias obtidas em todas as fases em que o procedimento foi realizado. O valor registrado está exibido na Tabela 6.

$$L_s = \frac{2}{3} \tau R_s \quad (41)$$

Destaca-se que a resistência R_s da equação (41) é a resistência de fase obtida na Subseção 4.1. Não se deve confundir com a resistência equivalente vista da fonte nas ligações mostradas na Figura 37.

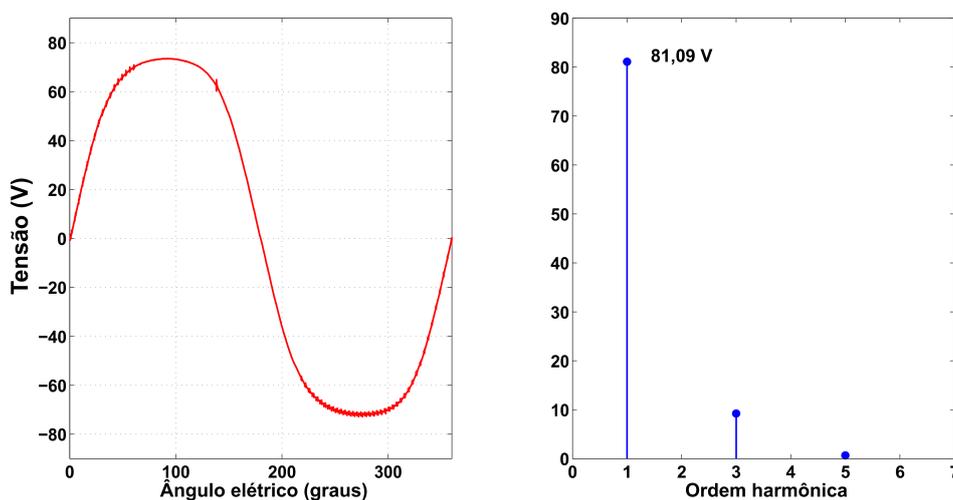
4.3 Fluxo Magnético dos Ímãs - ψ_{pm}

Para determinação do fluxo magnético concatenado produzido pelos ímãs que estão no rotor é necessário medir a tensão induzida, obtida fazendo-se a leitura da tensão de fase da máquina YASA quando a mesma opera como gerador a vazio.

Para a realização desse procedimento o motor IPMSM foi alimentado pelo inversor de forma a impor velocidade angular. A máquina YASA conectada pelo eixo opera como gerador a vazio com tensão induzida proporcional à velocidade angular que está sendo aplicada. O registro de tensão foi realizado entre a fase **a** e o terminal de neutro para ambas configurações, trifásica e pentafásica da máquina YASA.

A Figura 39 exibe a curva da tensão obtida e a sua FFT correspondente que mostra o valor de tensão da frequência fundamental para uma velocidade mecânica de 40 rad/s na configuração trifásica é de 81,09 V.

Figura 39 – Tensão induzida e FFT da máquina de 03 fases a 40 rad/s.

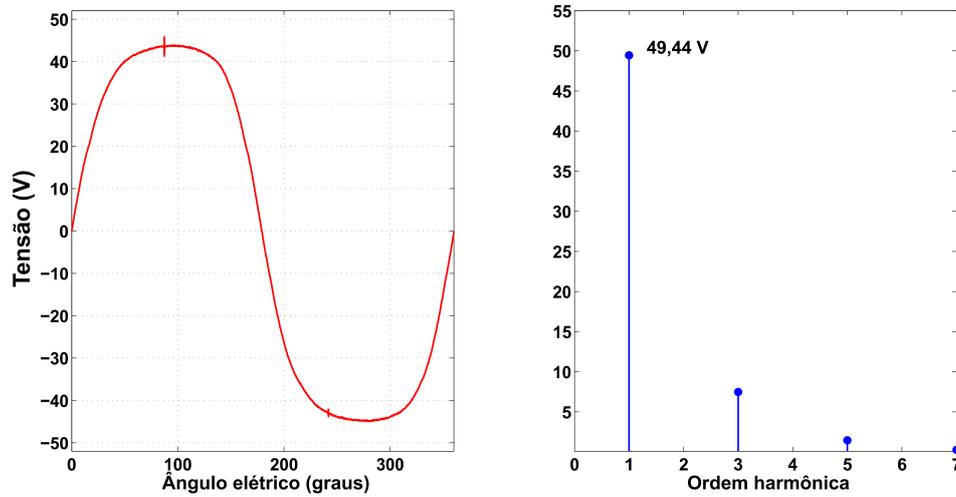


Fonte: Próprio Autor.

Já na Figura 40 é mostrada a curva da tensão obtida e a sua correspondente FFT para a frequência fundamental quando em velocidade mecânica é 40 rad/s na configuração pentafásica. O valor da componente fundamental de tensão induzida neste caso é de 49,44 V.

Os ensaios foram repetidos para algumas velocidades em cada configuração. Utilizando a equação (42), descrita em (RALLABANDI *et al.*, 2018), o valor do fluxo mag-

Figura 40 – Tensão induzida e FFT da máquina de 05 fases a 40 rad/s.



Fonte: Próprio Autor.

nético concatenado produzido pelos ímãs é determinado utilizando o valor de pico da componente fundamental da tensão induzida E_{a1} obtido na velocidade mecânica ω_m , e o número de par de polos p , que é 16 para o protótipo utilizado. O valor final considerado para o fluxo magnético concatenado corresponde à média dos fluxos magnéticos obtidos para diversas rotações ensaiadas.

$$\psi_{pm} = \frac{E_{a1}}{p\omega_m} \quad (42)$$

Por fim, os parâmetros eletromagnéticos determinados por meio dos ensaios com a aplicação das equações descritas nesta Seção são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros eletromagnéticos do modelo dinâmico.

Parâmetros	3 Fases	5 Fases
R_s	1,80 Ω	1,30 Ω
L_s	7,23 mH	4,41 mH
ψ_{pm}	126,98 mWb	77,20 mWb

4.4 Coeficiente de Atrito - B

Os parâmetros mecânicos foram determinados para a configuração utilizada para validação experimental descrita na Capítulo 5, ou seja, uma configuração na qual o eixo da máquina YASA é conectado mecanicamente a uma máquina IPMSM. O coeficiente de atrito B de cada máquina foi obtido, conforme equação (43), medindo-se o torque mecânico a vazio T_{Lvazio} e a velocidade mecânica.

$$B = \frac{T_{Lvazio}}{\omega_m} \quad (43)$$

O coeficiente de atrito da máquina YASA foi medido acionando a IPMSM enquanto os terminais da máquina YASA estavam desconectados, enquanto o coeficiente de atrito

da IPMSM foi medido acionando a máquina YASA enquanto os terminais elétricos da IPMSM estavam desconectados. O coeficiente de atrito total da configuração experimental é a soma de ambos os coeficientes. A medida de T_{Lvazio} foi realizada com um torquímetro e a velocidade mecânica ω_m com um encoder. Os ensaios foram realizados aplicando velocidade angular de 20 rad/s e 30 rad/s.

Vale destacar que com o procedimento de determinação de B descrito nesta subseção há uma parcela de perdas magnéticas presentes devido à presença dos ímãs permanentes na máquina e ensaio com velocidade não nula. Entretanto, a máquina YASA protótipo utiliza material ferromagnético na armadura com densidade específica de perdas magnéticas muito baixas, conforme detalhado em (GOLTZ, 2021). Por outro lado, a máquina IPMSM, que tem velocidade síncrona nominal de 1800 rpm em 60 Hz está operando com frequência significativamente inferior à nominal nos ensaios a 20 rad/s e 30 rad/s utilizados no procedimento experimental. Portanto, é esperado que as perdas magnéticas também sejam muito pouco significativas nesta máquina. Desta forma, a parcela de perdas magnéticas é muito pequena durante o ensaio e o valor do coeficiente de atrito viscoso determinado pelo procedimento descrito é majoritariamente associado a perdas mecânicas.

4.5 Momento de Inércia - J

A determinação do momento de inércia a vazio foi feita por meio do desenho mecânico da máquina YASA. Através da geometria de peças concêntricas ao eixo e por intermédio da ferramenta de CAD (*Computer Aided Design*) SolidWorks[®], foi determinado o valor deste parâmetro como sendo de 8,72 mkgm², descrito na Tabela 7.

Para a aquisição do momento de inércia da bancada de testes, que é composta pela máquina YASA, máquina IPMSM, eixo e o torquímetro, foi utilizada a curva de desaceleração do sistema, exibida na Fig. 41.

O ensaio usou a máquina YASA operando como motor a uma velocidade angular de 30 rad/s. Após atingir o regime permanente, a alimentação foi retirada e se observou a curva de desaceleração. Análogo ao ensaio de determinação da indutância que necessita do comportamento da corrente, através da curva de desaceleração é medida a constante de tempo τ_n . Através do gráfico é marcado o ponto em que a velocidade decai em 36,8 % do seu valor de regime. O tempo de desligamento até o valor obtido é registrado e esse intervalo corresponde a τ_n .

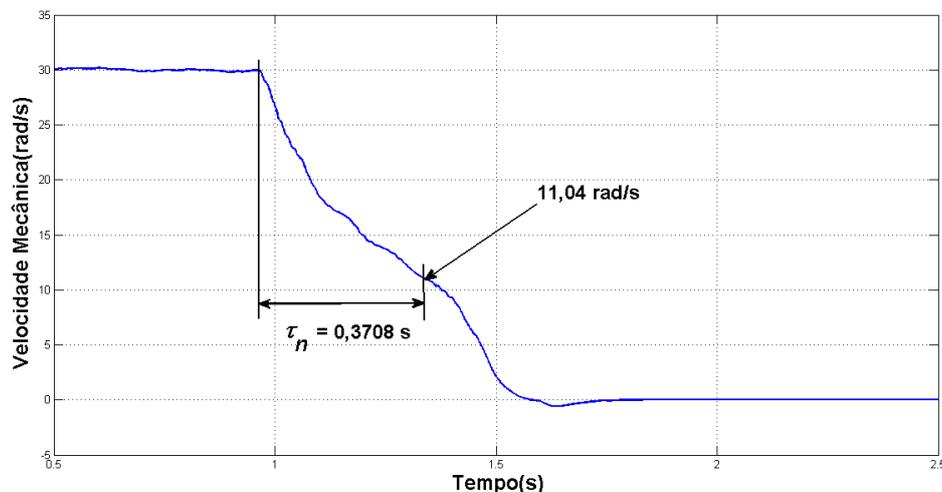
Através da relação em (44) o valor do momento de inércia é determinado considerando-se o coeficiente de atrito obtido na subseção anterior.

$$J = B\tau_n \quad (44)$$

Destaca-se que a curva de desaceleração não apresenta um decaimento exponencial, o que indica a presença de alguma não linearidade associada possivelmente a presença de atrito seco. Além disso outros fatores de origem mecânica podem estar causando a distorção, como vibrações e desalinhamento do eixo. Entretanto, os valores obtidos são considerados coerentes com os valores obtidos por simulação e para fins de modelagem, a presença de alguma não linearidade associada não apresenta implicações significativas nos resultados. Os parâmetros mecânicos obtidos com os procedimentos detalhados nesta Seção são apresentados na Tabela 7.

Por fim, destaca-se que, embora tenham sido observadas algumas não idealidades, tanto do ponto de vista dos recursos para a realização dos ensaios como nos resultados

Figura 41 – Curva de desaceleração da bancada a partir de 30 rad/s.



Fonte: Próprio Autor.

Tabela 7 – Parâmetros mecânicos do modelo dinâmico.

	Coefficiente de atrito	Momento de inércia
YASA	31,10 mNms	8,72 mkgm ²
Bancada	41,81 mNms	15,50 mkgm ²

experimentais frente aos modelos teóricos, a determinação experimental dos parâmetros mostrou-se condizente com alguns resultados teóricos que já se tinha conhecimento a partir de trabalhos relacionados, (GOLTZ, 2021) e (PARIZOTTO, 2021), e representa um avanço na pesquisa com a topologia YASA multifásica. Sobretudo, é comum encontrar não idealidades em aparatos experimentais e, como será observado nos ensaios de validação do modelo dinâmico discutidos no Capítulo 5, houve boa concordância entre os resultados experimentais e os resultados obtidos a partir do modelo de parâmetros concentrados que consideram os valores encontrados a partir dos ensaios descritos nesta Seção.

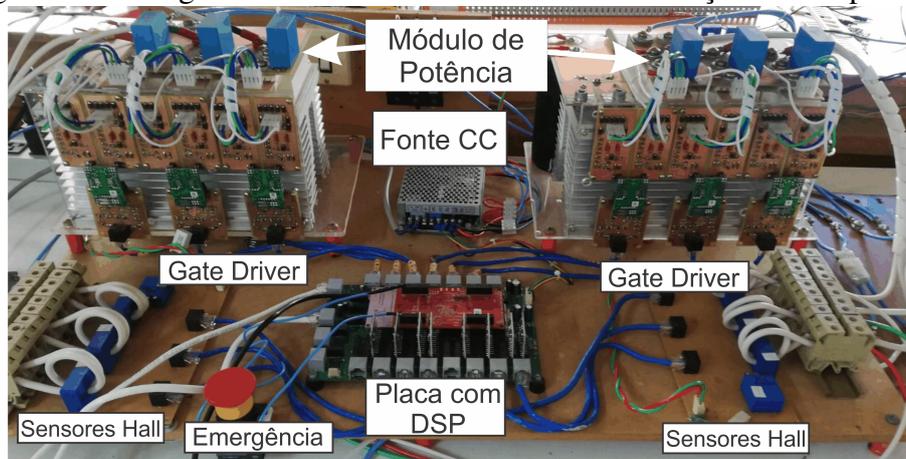
5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

Este capítulo contempla a descrição da bancada experimental e os ensaios com carga e sem carga da máquina YASA trifásica e pentafásica com vistas à validação do modelo dinâmico, do controle vetorial e da operação em condições de operação em aplicações de tração elétrica.

5.1 Bancada de Testes

A configuração experimental é composta pelo inversor multifásico (Figura 42) e pela máquina YASA instalada em uma bancada de testes com a máquina IPMSM (Figura 43).

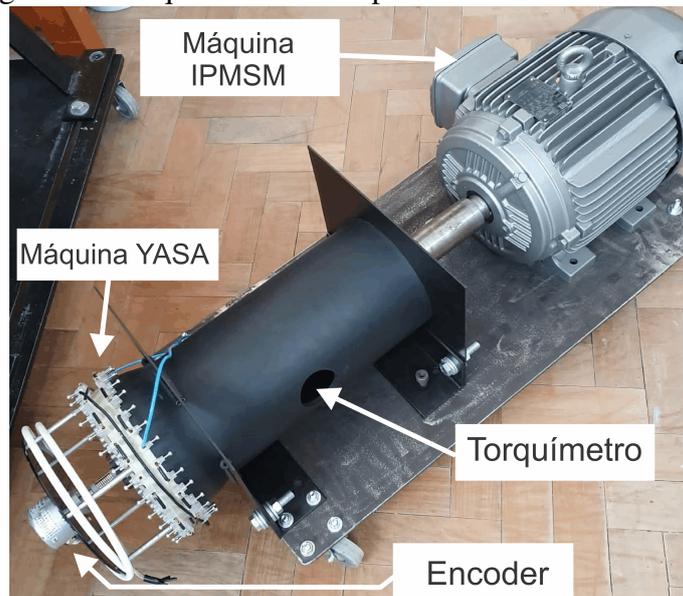
Figura 42 – Fotografia do inversor multifásico com descrição de componentes.



Fonte: Próprio Autor.

O inversor utilizado foi desenvolvido em (LAZZARI, 2020). Ele contém um DSP da Texas Instruments (modelo TMS320F28379D), que possui dois núcleos de 32 bits, operação em ponto flutuante e um clock base de 200 MHz, responsável pela leitura dos sinais de entrada, execução do algoritmo de controle e modulação dos sinais de saída que acionam as chaves estáticas ativas do módulo de potência do inversor de frequência. O inversor, por sua vez, foi desenvolvido inicialmente para acionar de forma independente duas máquinas elétricas trifásicas, mas pode ser usado para acionar uma máquina de cinco fases, pois contém seis pernas de inversor IGBT que podem ser controladas independentemente. Desta forma, o inversor pode acionar e controlar a máquina YASA configurada com conexão trifásica ou pentafásica.

Figura 43 – Fotografia da máquina YASA acoplada à IPMSM através de um torquímetro.



Fonte: Próprio Autor.

Alguns dos dados construtivos da máquina IPMSM estão relacionados na Tabela 8:

Fabricante	WEG
Código	WMagnet 1020076227
Potência	11 kW / 15 cv
Tensão	Trifásica 380 V
Rotação	1800 rpm
Número de polos	6 polos
Indutância L_d	20,1 mH
Indutância L_q	40,9 mH

Para realização de medições foi utilizado o osciloscópio marca Tektronix modelo MDO4054-3 com 4 canais. Foram utilizadas ponteiras de tensão e também sondas de medição de corrente. Entretanto, a maior parte das curvas que compõe os ensaios foram obtidas diretamente da memória do DSP, que permite, com certo limite de memória, salvar os pontos registrados para depois serem utilizados na geração de gráficos. A capacidade de armazenamento é de 8 buffers com 2490 pontos.

5.2 Determinação do Torque de Carga

Alguns ensaios realizados com o motor YASA requerem torque resistente ao giro como forma de avaliar sua performance com carga. A imposição de torque é realizada pela máquina IPMSM e o método utilizado para isso foi através da colocação de carga resistiva equilibrada conectada aos terminais da IPMSM. Dessa forma, a potência dissipada nas cargas resistivas é proporcional à potência no eixo. Convém ressaltar que o uso desta metodologia resulta na variação do valor de torque com a mudança da velocidade angular.

De forma a se determinar qual carga é atribuída em função da carga resistiva R_{carga} e da velocidade mecânica ω_m foi necessário se obter a tensão induzida na máquina IPMSM.

Para se realizar medição de tensão, uma velocidade angular de 40 rad/s foi imposta pela YASA e entre os terminais de duas fases foi registrado 100 V de pico. Sendo assim, através da equação (45) é obtido o valor de tensão induzida de linha de pico V_{LP} para qualquer velocidade angular.

$$V_{LP} = \frac{100\omega_m}{40} \quad (45)$$

A corrente eficaz de fase I_{RMS} da IPMSM pode ser determinada então pela equação (46).

$$I_{RMS} = \frac{V_{LP}}{\sqrt{3}\sqrt{2}(R_{carga} + R_{sL} + j\omega L_{sL})} \quad (46)$$

No modelo equivalente tem-se a resistência de carga R_{carga} (conectada em estrela), em série com a resistência de fase R_{sL} e a indutância síncrona L_{sL} da máquina IPMSM. Como $R_{carga} \gg R_{sL}$ e $R_{carga} \gg \omega L_{sL}$, pois a velocidade angular elétrica ω é baixa para os ensaios realizados, o cálculo da corrente I_{RMS} foi aproximado pela equação (47).

$$I_{RMS} = \frac{V_{LP}}{\sqrt{3}\sqrt{2}R_{carga}} \quad (47)$$

Desconsiderando-se também as perdas magnéticas e mecânicas da máquina IPMSM, pode-se aproximar o cálculo do torque resistente T_L imposto à máquina YASA pela IPMSM quando esta alimenta uma carga trifásica conectada em estrela com resistência de fase R_{carga} dado pela equação (48).

$$T_L = \frac{3V_{LP}I_{RMS}}{\sqrt{3}\sqrt{2}\omega_m} \quad (48)$$

Realizando as substituições e manipulações necessárias se obtém a relação (49).

$$T_L = \frac{3,125\omega_m}{R_{carga}} \quad (49)$$

A medição de torque é realizada através de um torquímetro acoplado ao eixo, entre a máquina YASA e a máquina IPMSM. O modelo do torquímetro é o T20WN com resolução de 10 Nm/V de fabricação da HBM e suas medições são realizadas por meio de um osciloscópio. A Tabela 9 exhibe um comparativo entre os valores de torque obtidos de forma analítica e o que foi medido com o torquímetro. É possível observar que os valores experimentais estão ligeiramente acima dos valores analíticos, o que é explicado pelo fato de que as perdas na IPMSM foram desconsideradas. Entretanto, os resultados são considerados satisfatórios para fins de ensaios experimentais com carga.

Tabela 9 – Torque Analítico / Torquímetro

Resistência de Carga	Velocidade Angular	Torque Analítico	Torquímetro	Diferença
30 Ω	10 rad/s	1,04 Nm	1,05 Nm	0,96 %
30 Ω	20 rad/s	2,08 Nm	2,16 Nm	3,84 %
30 Ω	30 rad/s	3,13 Nm	3,25 Nm	3,83 %

5.3 Resultados na Configuração Trifásica

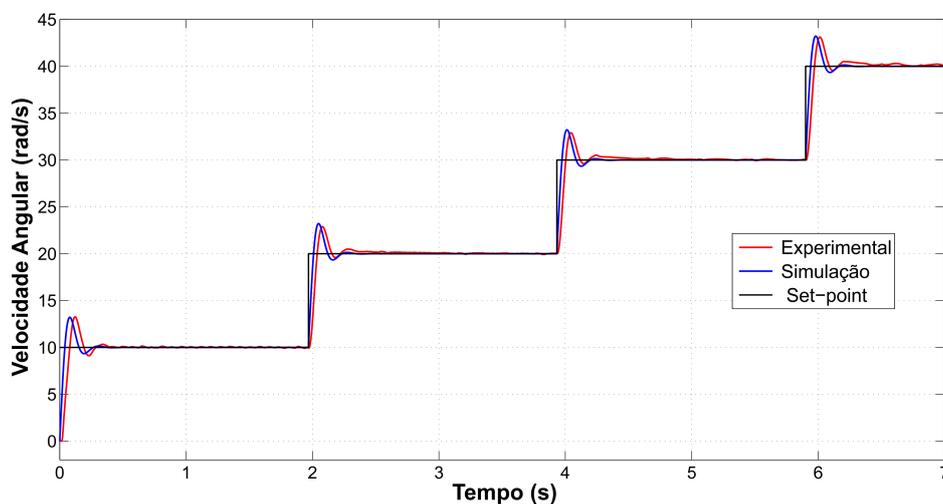
Para realização dos ensaios, a máquina YASA conectado na configuração trifásica a bancada experimental foi configurada de forma a utilizar 3 módulos IGBT de chaveamento do inversor que são acionados por 3 *gate drivers*. O software foi desenvolvido de forma a se adequar às configurações do hardware utilizado, bem como parametrizado para ligação trifásica conforme dados da Tabela 6 e Tabela 7. Os ganhos de controladores foram determinados conforme as equações (30) e (31) para os controladores de corrente e, (32) e (33) para os controladores de velocidade angular, conforme descrito no Capítulo 3. Os valores dos ganhos foram usados no algoritmo do DSP e no modelo de simulação do Simulink/Matlab®.

Na sequência, são apresentados resultados em diversas condições de operação com referências de velocidade do tipo degrau e rampa, em condições de operação com e sem carga. Em todos os ensaios, os resultados experimentais são comparados com os resultados obtidos a partir do modelo analítico.

5.3.1 Ensaios Trifásicos - Degrau

A velocidade imposta neste procedimento foi na forma de degraus de velocidade angular mecânica, sendo acrescido 10 rad/s a rotação atual em distintas etapas de tempo. Isso foi realizado em um período de 7 segundos, de forma a obter a resposta do motor a esse tipo de impulso. O motor partiu do repouso em 0 segundo. O barramento CC foi alimentado com 100 V contínuo sem carga ligada ao eixo do motor.

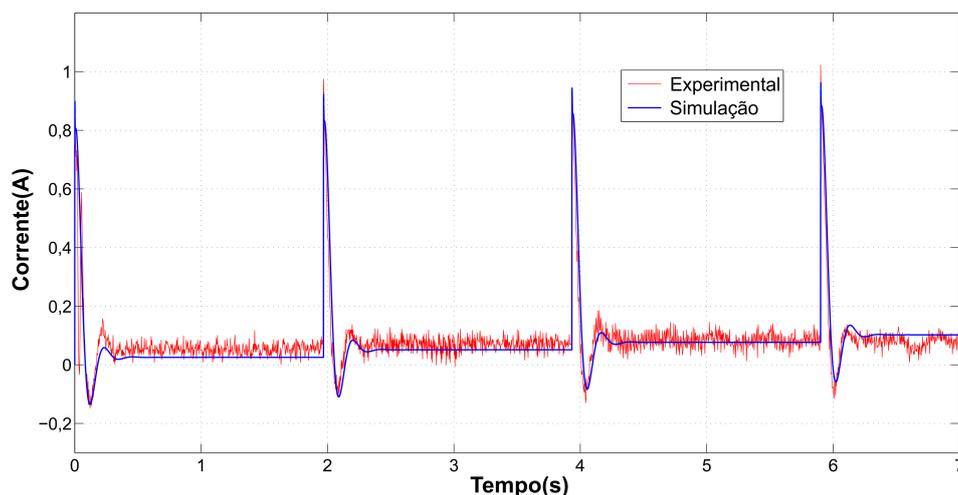
Figura 44 – Degraus de velocidade sem carga - 3 fases - velocidade angular mecânica.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 44 exibe os dados de resposta do motor de forma experimental e simulada quando aplicados os degraus de velocidade. O valor de desejado está em preto e há uma boa concordância entre os resultados simulados e experimentais que, conforme mostrados na Figura 44, estão praticamente sobrepostas. Percebe-se, no entanto, que ocorrem sobressinais de velocidade nas transições.

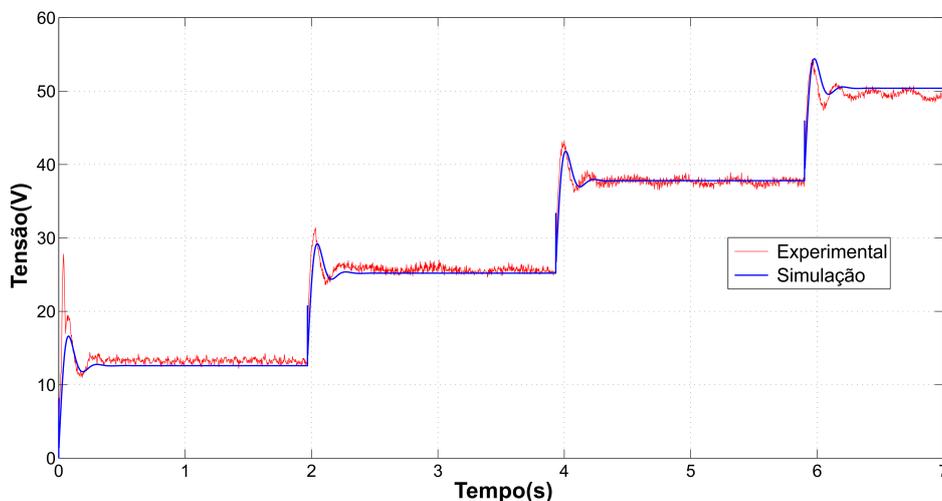
Figura 45 – Degraus de velocidade sem carga - 3 fases - corrente i_q .



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 45 apresenta o comportamento da corrente i_q , onde se nota que as curvas experimentais e de simulação seguem o mesmo comportamento. A corrente i_q reflete o torque eletromagnético que por sua vez apresenta valores de picos nas transições devido a componente de torque de carga devida à aceleração e ao momento de inércia das partes girantes. De forma geral pode-se observar que há boa concordância entre o experimental e o modelo analítico tanto em regime permanente com nas transições.

Figura 46 – Degraus de velocidade sem carga - 3 fases - tensão v_q .



Fonte: Próprio Autor.

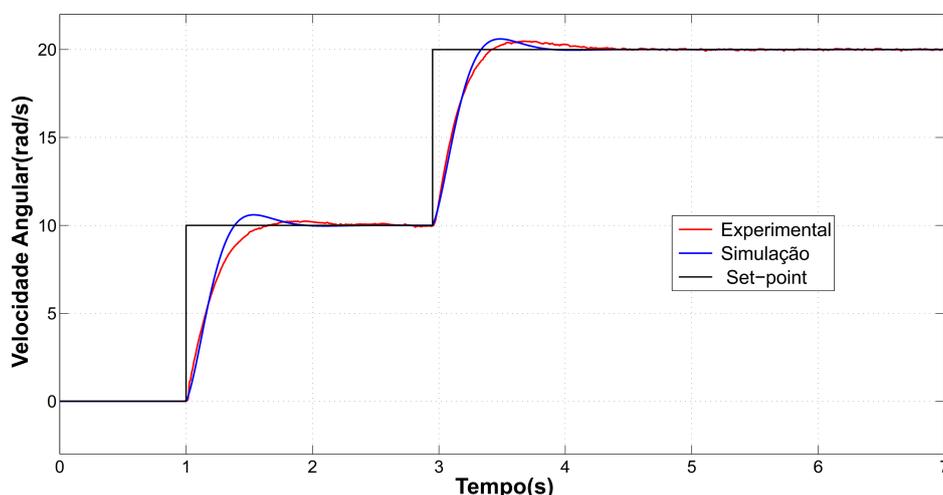
Já a Figura 46 exibe a tensão v_q obtida na saída do controlador da corrente em qua-

dratura. Também possui valores com alguma oscilação pois, como mostrado na Fig 31 deriva do controlador de velocidade e a corrente i_q conforme o projeto para execução do controle vetorial. As respostas são muito semelhantes entre os obtidos por simulação e os valores registrados de forma experimental.

5.3.2 Ensaios Trifásicos - Degrau Com Carga

Para realização dos ensaios trifásicos com a presença de carga, o barramento CC foi alimentado com 100 V e utilizado o motor IPMSM impondo torque resistente à máquina YASA. O torque aplicado ao eixo é de aproximadamente 1,04 Nm para 10 rad/s e de aproximadamente 2,08 Nm em 20 rad/s. Neste ensaio a velocidade angular mecânica foi aplicada em dois degraus de 10 rad/s em diferentes instantes de tempo. Isso foi realizado em um período de 7 segundos.

Figura 47 – Degraus de velocidade com - 3 fases - velocidade angular mecânica.



Fonte: Próprio Autor.

A Figura 47 exibe as velocidades angulares simuladas e experimentais, que apresentam curvas muito próximas. As transições ocorreram praticamente sem sobresinal, conforme definido para o projeto dos controladores.

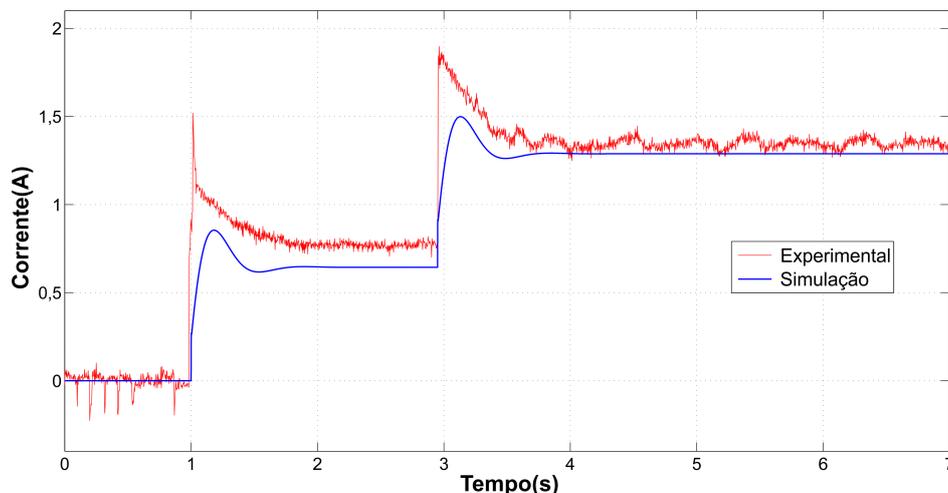
Já a corrente i_q , exibida na Figura 48, apresenta durante as transições na curva experimental amplitudes de pico superiores aos obtidos nos valores simulados. Possivelmente esta diferença está associada a uma diferença entre o valor real e o valor considerado no modelo analítico do momento de inércia do sistema, pois durante as transições este elemento é o que apresenta maior influência no torque de carga e consequentemente na corrente de eixo direto.

No controle por orientação de campo, o torque desenvolvido é devido a corrente i_q , enquanto a corrente i_d deve ser mantida com valor zero, visto que as indutâncias de eixo direto e de quadratura são praticamente iguais. Isso é exibido na curva da simulação exibida na Figura 49. É possível observar que há boa concordância entre o experimental e o modelo analítico.

5.3.3 Ensaios Trifásicos - Rampa Com Carga

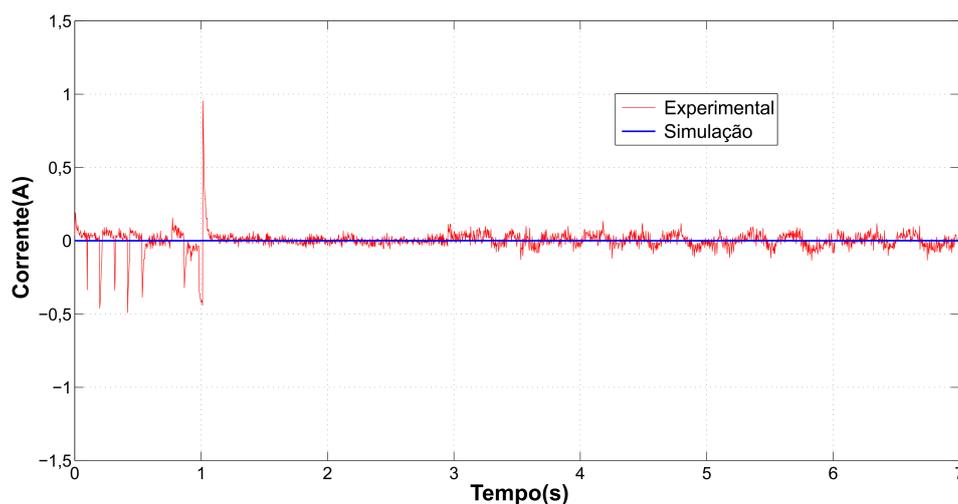
Neste ensaio a velocidade angular mecânica aplicada se eleva em forma de uma rampa de velocidade até atingir 20 rad/s realizada em um período de 7 segundos. O torque

Figura 48 – Degraus de velocidade com carga - 3 fases - corrente i_q .



Fonte: Próprio Autor.

Figura 49 – Degraus de velocidade com carga - 3 fases - corrente i_d .



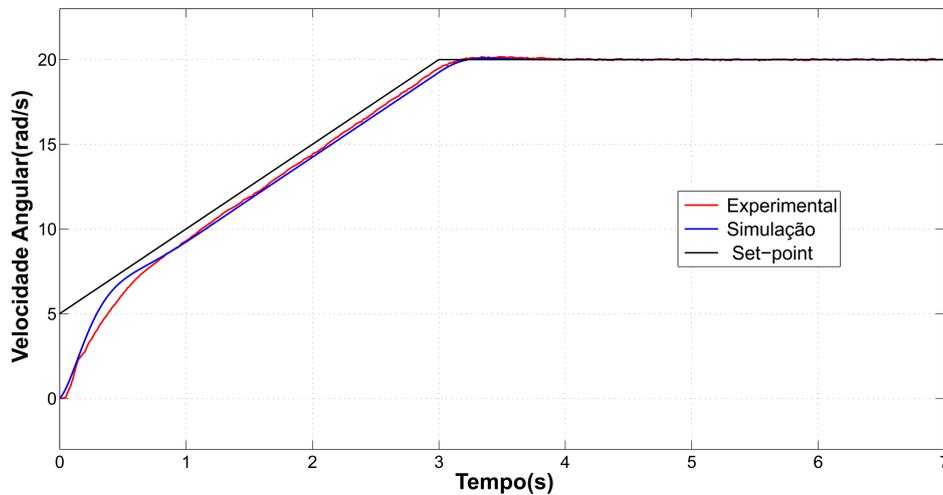
Fonte: Próprio Autor.

imposto para a velocidade final é novamente de 2,08 Nm.

A Figura 50 exibe que o motor segue a velocidade imposta com uma boa concordância entre os resultados simulados e experimentais. Observa-se ainda que durante a variação de velocidade ocorre um atraso, que é natural para um controle do tipo proporcional-integral com referência não constante, mas em regime permanente a referência é seguida com erro desprezível.

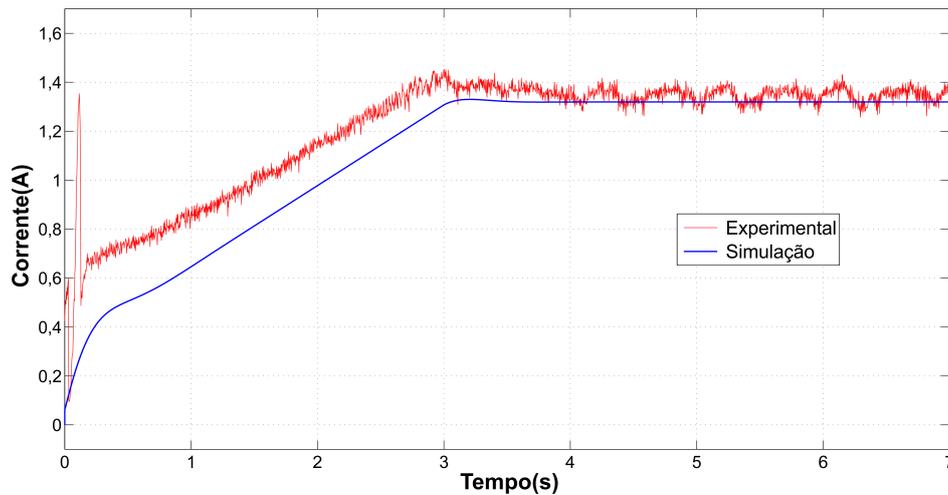
Já a Figura 51, que exibe a corrente i_q experimental, apresenta um valor superior ao simulado em aproximadamente 3 segundos iniciais, que correspondem a partida do motor. Já em regime permanente o valor médio da corrente i_q experimental é aproximadamente igual quando se compara o resultado experimental com o simulado. O valor maior da corrente i_q durante a transição está associado possivelmente à diferença no momento de inércia real e o considerado no modelo analítico. O valor da corrente i_q maior no experimental indica que o valor da momento de inércia do modelo está abaixo do valor real.

Figura 50 – Rampa de velocidade com carga - 3 fases - velocidade angular.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 51 – Rampa de velocidade com carga - 3 fases - corrente i_q .

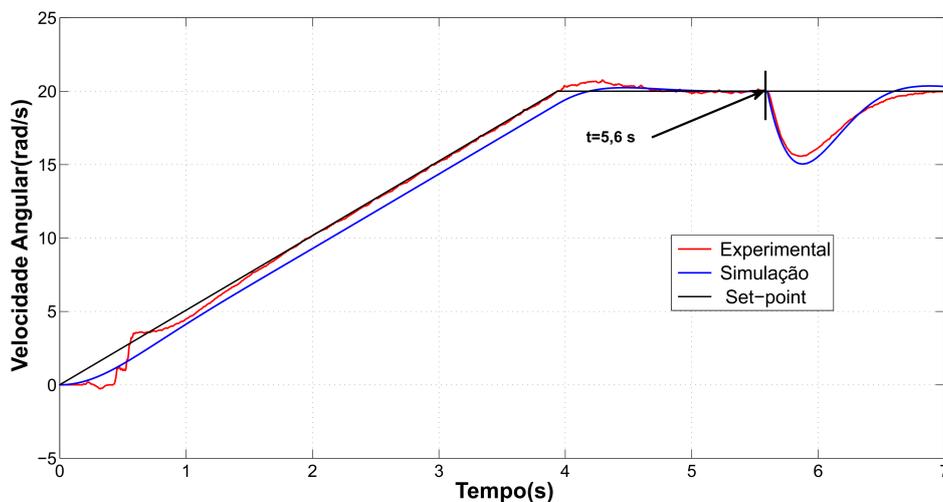


Fonte: Próprio Autor.

5.3.4 Ensaios Trifásicos - Rampa Com Imposição De Degrau de Carga

Na Figura 52 o ensaio é realizado impondo uma referência de velocidade angular em forma de uma rampa durante os 4 segundos iniciais, sem carga no eixo. Após a estabilização em 20 rad/s, no instante 5,60 segundos, é imposto um torque de 2,08 Nm por meio do chaveamento manual da resistência de carga conectada à máquina IPMSM. Percebe-se que ocorre um afundamento na velocidade e uma retomada à velocidade de referência em aproximadamente 1,0 segundo. O resultado experimental mostra o comportamento dinâmico do motor com degraus aleatórios de carga e a curva de simulação teve resultados próximos dos experimentais. Este ensaio demonstra que o controle por orientação de campo desenvolvido é capaz de rejeitar perturbações de carga.

Figura 52 – Rampa de velocidade com perturbação do tipo degrau de carga.



Fonte: Próprio Autor.

5.4 Resultados da Configuração Pentafásica

De forma análoga ao ensaio com 3 fases, a máquina YASA foi reconfigurado para a configuração pentafásica e alterado o programa para um algoritmo de controle de 5 fases. A bancada experimental foi ajustada de forma a utilizar 5 módulos IGBT de chaveamento e 5 *gate drivers*. O sexto módulo IGBT teve seu valor ajustado sempre como zero para não ser acidentalmente acionado e provocar resultados indesejáveis. A parametrização de dados foi obtida dos dados exibidos na Tabela 6 e Tabela 7 na configuração de 5 fases. Os ganhos de controladores foram determinados conforme as equações (30), (31), (32) e (33), descritas no capítulo 3 e implementados no algoritmo do DSP e programa de simulação do Simulink/Matlab[®].

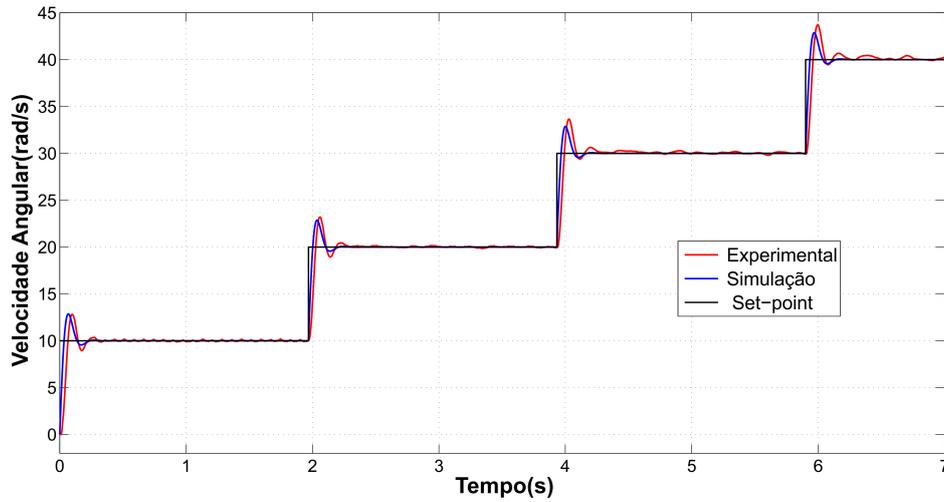
5.4.1 Ensaio Pentafásicos - Degrau

A velocidade imposta neste procedimento foi na forma de degraus de velocidade angular mecânica, sendo acrescido 10 rad/s a rotação atual em distintas etapas de tempo. Isso foi realizado em um período de 7 segundos partindo do repouso em 0 segundo, de forma a obter a resposta do motor a esse tipo de impulso. O barramento CC foi alimentado com 65 V. O ensaio foi realizado sem carga ligada ao eixo do motor.

A Figura 53 exibe os dados de resposta do motor de forma experimental e simulada quando aplicados os degraus de velocidade e são similares ao ensaio trifásico. Existe boa concordância entre os resultados simulados e experimentais e da mesma forma que aconteceu no ensaio trifásico na mesma configuração, ocorrem sobresinais nas transições.

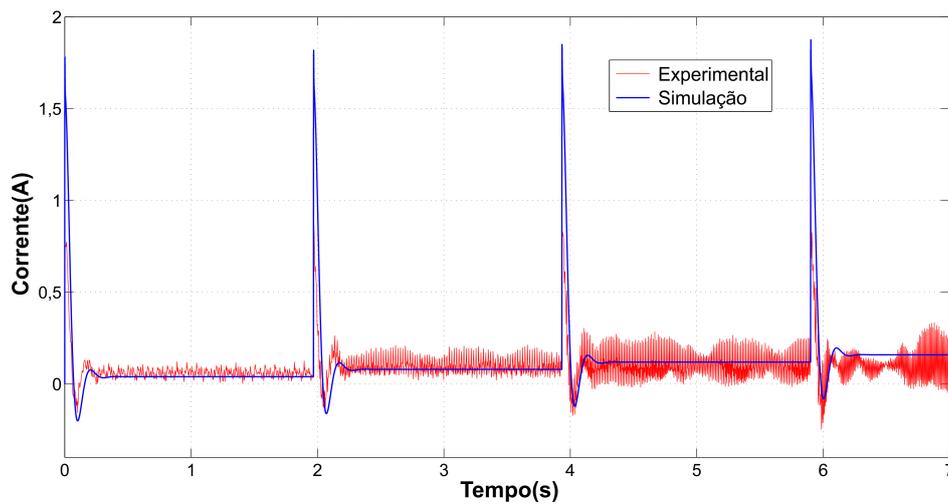
A Figura 54 apresenta comportamento da corrente i_q , onde percebe-se que as curvas experimentais e de simulação seguem o mesmo comportamento. A forma de onda da corrente i_q apresenta uma forma de onda semelhante ao observado na configuração trifásica. Entretanto, observa-se que na máquina pentafásica há maior ruído de alta frequência na corrente quando comparado com a máquina trifásica. Isso se deve ao menor valor de indutância da máquina para a configuração pentafásica. Para análises futuras pode-se mitigar este efeito indesejado aumentando-se a frequência de chaveamento se o inversor permitir.

Figura 53 – Degraus de velocidade sem carga - 5 fases - velocidade angular mecânica.



Fonte: Próprio Autor.

Figura 54 – Degraus de velocidade sem carga - 5 fases - corrente i_q .



Fonte: Próprio Autor.

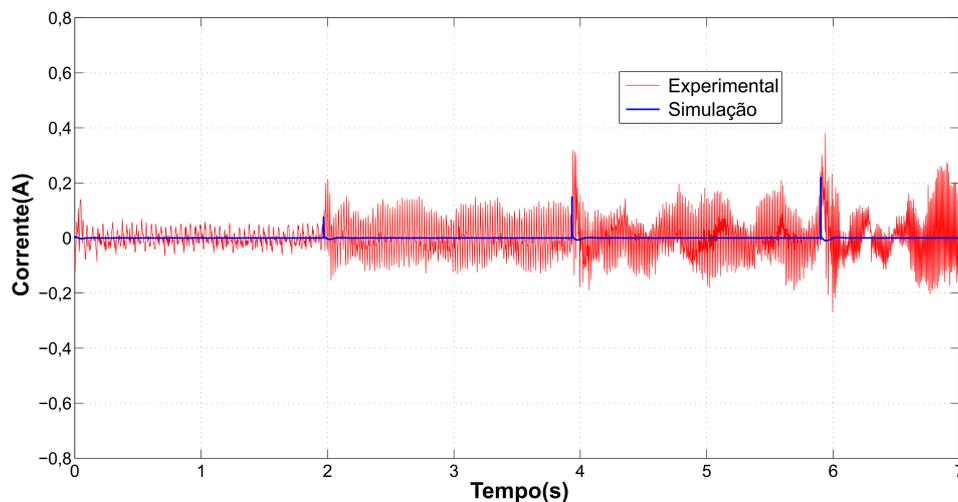
Na Figura 55, onde é mostrada a corrente i_d , a curva experimental apresenta oscilações em torno do valor zero, semelhante ao obtido pelo modelo analítico. Entretanto, assim como ocorre com a corrente i_q há maior ruído de alta frequência presente na corrente i_d da máquina pentafásica do que na trifásica. Essa diferença também está associada às indutâncias.

5.4.2 Ensaios Pentafásicos - Degrau Com Carga

O ensaio apresentado na Figura 56 também utilizou degraus de velocidade de referência, mas com torque aplicado ao eixo do rotor. O torque para a velocidade de 10 rad/s foi de aproximadamente 1,04 Nm e de aproximadamente 2,08 Nm para 20 rad/s.

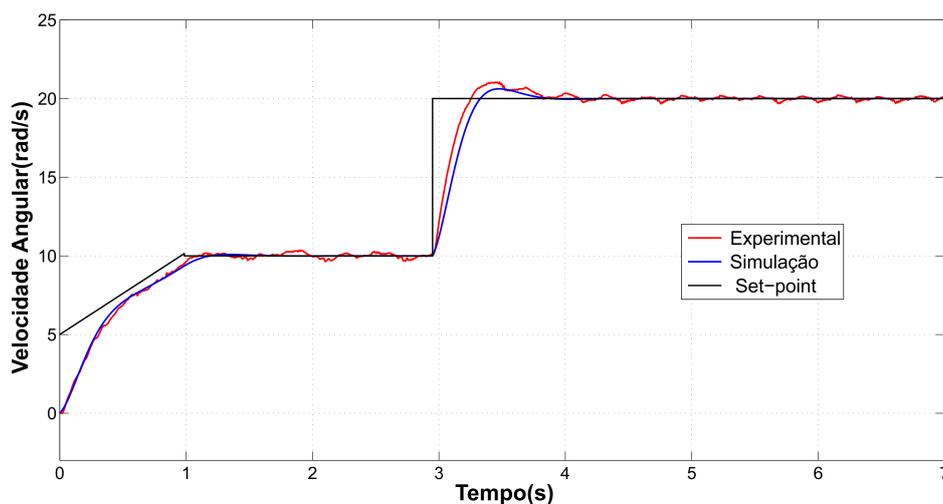
As curvas de velocidade exibidas na Figura 56 seguem a referência imposta e apresentam boa compatibilidade entre os valores simulados e experimentais. Contudo, percebe-se

Figura 55 – Degraus de velocidade sem carga - 5 fases - corrente i_d .



Fonte: Próprio Autor.

Figura 56 – Degraus de velocidade com carga - 5 fases - velocidade angular mecânica.



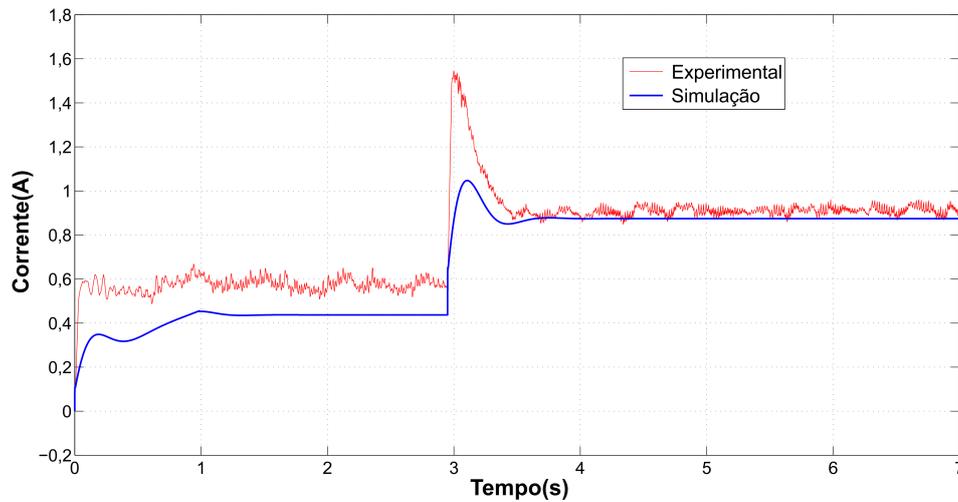
Fonte: Próprio Autor.

leves oscilações na velocidade experimental mesmo quando o regime permanente é atingido. Acredita-se que essas oscilações são decorrentes da existência da componente de terceira harmônica da corrente que circula na configuração pentafásica e que, por não ser controlada, produz oscilações de torque. Já a curva de corrente i_q da Figura 56 exibem o mesmo comportamento apresentam maiores oscilações de baixa frequência do que na configuração trifásica. Esse comportamento também sugere a influência da terceira harmônica de corrente existente no sistema pentafásico.

5.4.3 Ensaios Pentafásicos - Rampa Com Carga

A Figura 58 exhibe os dados de resposta do motor de forma experimental e simulada quando a velocidade se eleva em forma de uma rampa partindo de 5 rad/s até a velocidade angular atingir 30 rad/s. A partir disso a velocidade é constante até o final do período do

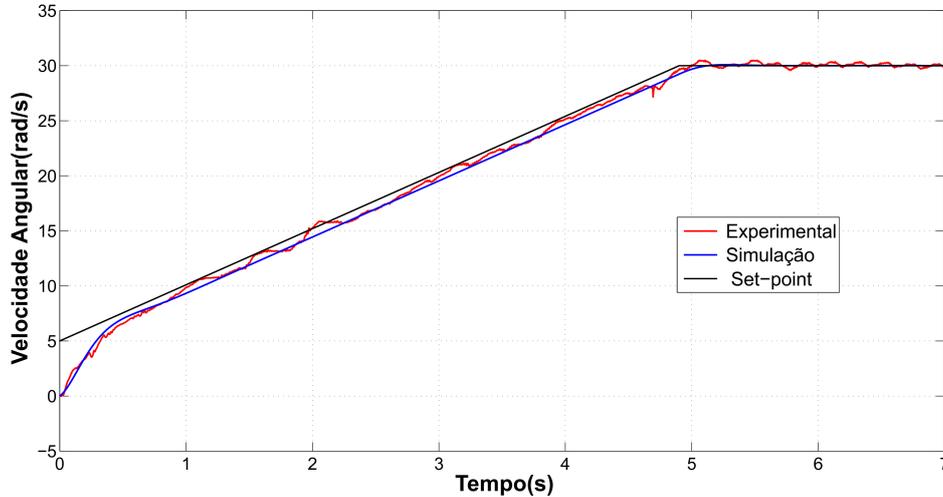
Figura 57 – Degraus de velocidade com carga - 5 fases - corrente i_q



Fonte: Próprio Autor.

experimento, que é de 7 segundos. O torque imposto na velocidade de regime permanente foi de 3,13 Nm.

Figura 58 – Rampa de velocidade com carga - 5 fases - velocidade angular mecânica.

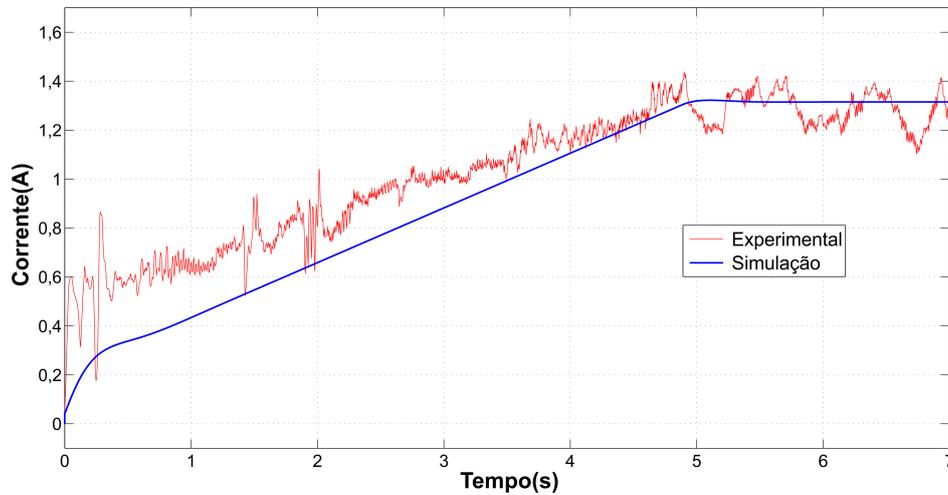


Fonte: Próprio Autor.

A Figura 58 exibe que o motor segue a velocidade imposta com uma boa concordância entre os resultados, mas, da mesma forma que o ensaio em degrau, a velocidade angular experimental apresenta oscilações mesmo em regime permanente.

A corrente i_q exibida na Fig. 59 apresenta um comportamento semelhante ao que foi observado no caso trifásico durante a faixa de operação com velocidade variável, ou seja, o valor experimental é superior ao simulado devido, possivelmente a diferença existente no valor do momento de inércia real e simulado. Entretanto, quando comparado com o caso trifásico, observa-se uma oscilação de baixa frequência significativamente maior no caso pentafásico. Isso ocorre possivelmente em detrimento da carga aplicada ser maior, de 3,13 Nm e em função da presença da terceira harmônica de corrente. O tratamento das

Figura 59 – Rampa de velocidade com carga - 5 fases - corrente i_q .



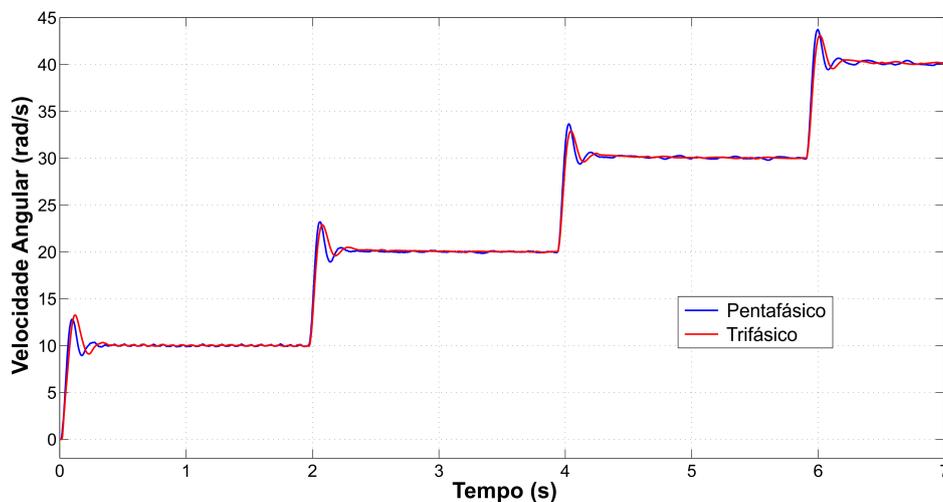
Fonte: Próprio Autor.

componentes harmônicas no controle vetorial possivelmente proporcionaria um comportamento mais suave e aproximado à curva do modelo.

5.5 Análise Comparativa

Nesta seção os ensaios experimentais do motor YASA, nas duas configurações em que foram submetidos, trifásica e pentafásica são comparados e analisados a fim de determinar suas particularidades. Para tanto, o ensaio de degraus de velocidade é utilizado para contrapor dados coletados e determinar as características de cada configuração. Ambos ensaios foram aplicados degraus de velocidade com as mesmas velocidades angulares e as transições realizadas no mesmo instante de tempo. Não havia torque aplicado ao eixo.

Figura 60 – Velocidade angular - comparativo entre 3 e 5 fases.

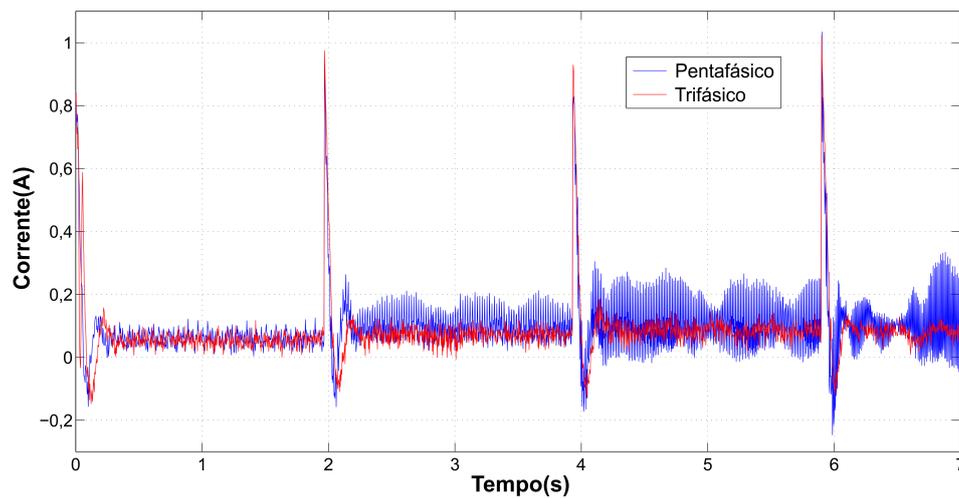


Fonte: Próprio Autor.

A Figura 60 exibe as curvas de velocidade angular mecânica entre as configurações

trifásicas e pentafásicas. Os degraus de velocidade são realizados em ambos os ensaios, mas algumas diferenças são percebidas. Mesmo usando os mesmos critérios na determinação de ganhos proporcional e integral, o pentafásico possui um sobresinal levemente superior e o tempo de estabilização apresenta alguma diferença.

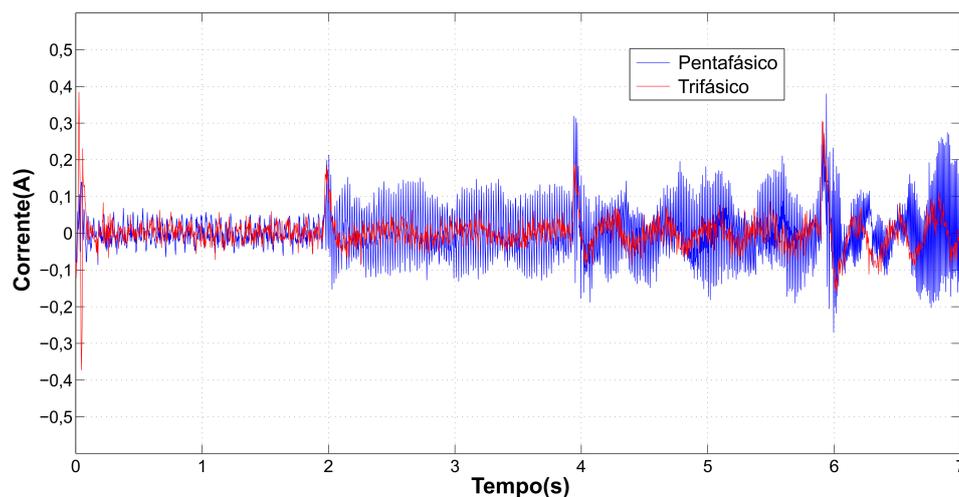
Figura 61 – Corrente i_q - comparativo entre 3 e 5 fases.



Fonte: Próprio Autor.

As curvas da corrente em eixo em quadratura i_q são exibido na Figura 61. Em ambas as configurações o padrão é semelhante; mas, nota-se que no pentafásico o ruído de alta frequência tem uma amplitude maior por apresentar indutâncias menores.

Figura 62 – Corrente i_d - comparativo entre 3 e 5 fases.



Fonte: Próprio Autor.

Para a corrente de eixo direto i_d é imposto o valor zero durante o controle vetorial. A Figura 62 exibe a tentativa dos controladores de manter essa corrente em nível zero, entretanto ela tende oscilar numa intensidade mais elevada ao mesmo tempo que é imposta uma velocidade mais alta.

A tensão induzida produzida pela máquina YASA contém componentes harmônicas, em especial a terceira harmônica. A transformação de coordenadas para o referencial síncrono $dq0$ (Transformada de Park) no modelo analítico levou em consideração para a transformação apenas a componente fundamental. As frequências mais elevadas, que não foram consideradas, e que existem no caso experimental, estão associadas ao comportamento oscilatório nas formas de onda das correntes i_d e i_q .

O projeto da máquina YASA (GOLTZ, 2021) contemplou a possibilidade de injeção de corrente de terceira harmônica com o objetivo de acrescentar uma parcela de torque. Na alimentação trifásica essa componente é naturalmente cancelada, mas em configurações multifásicas (exceto em múltiplas de 3) ela se torna presente. Nos ensaios pentafásicos essa componente não foi considerada e nem teve seu valor zerado. Como decorrência disso, as correntes de eixo direto e em quadratura possui oscilações com amplitude mais elevada nos ensaios pentafásicos do que os observados nos trifásicos.

O fato das oscilações de corrente aumentarem com a velocidade angular é devido ao comportamento dinâmico do motor, que é realizado pelo acoplamento dos eixos direto e de quadratura. Descrito na Seção 3.3, conforme a equação em (16), o valor de i_d é proporcional a velocidade angular ω_m multiplicada pela corrente i_q . Da mesma forma, conforme descrito em (17), a corrente i_q também é dependente do valor de i_d . Tal fato explica a elevação da amplitude de oscilação das correntes com o aumento da velocidade.

5.6 Ciclos de Condução

Utilizando as configurações do hardware e máquina com alimentação pentafásica o ensaio exibido na Fig. 63 representa um ciclo de condução europeu ECE-15. Por causa de limitações de acionamento, simplificações foram realizadas. O Ciclo ECE-15 possui um tempo de execução de 200 segundos. O tempo de ensaio foi reduzido devida a capacidade de armazenamento dos dados do DSP no fornecimento das curvas.

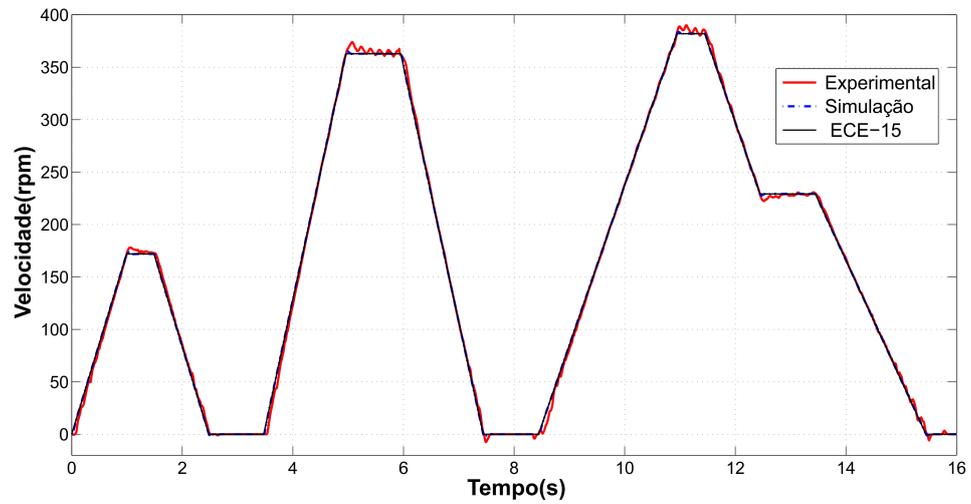
As velocidades utilizadas no gráfico atingiram um valor máximo de 382 rpm enquanto que ECE-15 trabalha com uma rotação máxima de 631,6 rpm, como mostra a Fig. 33. Um acoplamento com transmissão mecânica de que eleve em 1,65 a rotação já iria permitir que a máquina YASA trabalhasse na faixa adequada.

No entanto, o objetivo principal da realização desse ensaio é a verificação do comportamento desenvolvido pela máquina durante o ciclo seguindo a imposição das curvas de velocidade. Os ensaios com esses níveis de velocidade angular só puderam ser realizados sem carga acoplada ao eixo da máquina.

A Figura 63 exibe o comportamento do motor de forma experimental e simulada seguindo a curva do ciclo de condução. A estabilização de velocidade se faz mais rápida no modo simulado que no modo experimental e como já constatado nos ensaios anteriores uma readequação nos controladores de velocidade deve ser realizada.

Devido ao seu alto rendimento, densidade de torque e potência, a máquina YASA se torna apropriada para aplicações automotivas. O ensaio realizado demonstra que a máquina possui boa resposta dinâmica quando segue curvas de velocidade utilizadas em ciclos de condução, emulados nesta dissertação para aplicação na tração de um veículo tipo *scooter*. Além disso, permite flexibilidade de acionamento, trifásico ou pentafásico conforme o projeto do veículo a ser executado. Utilizando a alimentação com 5 fases há possibilidade de um ganho de confiabilidade. Conforme já visto, máquinas multifásicas possuem maior capacidade de tolerância a falhas. Quanto a configurações de montagem, as dimensões mecânicas descritas na Tabela 2 tornam possível o uso da máquina YASA

Figura 63 – Velocidade angular com ciclo de condução com alimentação pentafásica.



Fonte: Próprio Autor.

como o motor elétrico do sistema de tração, nas topologias *in-wheel drive* ou *direct drive*, ou seja, interno à roda, ou diretamente acoplado ao eixo do veículo, conforme visto na Seção 2.1.1.

6 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho realizou o estudo da máquina YASA que pode ser alimentada com três ou cinco fases fazendo apenas reconexões elétricas entre bobinas. O desenvolvimento do controle vetorial usando a base teórica por meio de equações, transformadas e controladores discretos foi executada nas duas configurações, isto é, configuração trifásica e pentafásica.

O modelo do motor YASA foi baseado nas equações gerais de máquinas síncronas de ímãs permanentes. Sua implementação busca realizar a comparação com os ensaios obtidos de forma experimental. As simulações foram realizadas utilizando o software Simulink/Matlab[®]. Resultados analíticos obtidos com um modelo que forneça dados compatíveis com o experimental contribui em estudos similares e auxilia na implementação de hardware antecipando de forma bastante apropriada o que pode ser esperado em um protótipo a ser construído.

O motor YASA apresenta grande flexibilidade em relação a sua configuração de alimentação. A máquina pode ser reconfigurada de 3 para 5 fases de alimentação bastando reconfiguração da ligação elétrica de suas bobinas. Este trabalho busca mostrar essa flexibilidade também no seu acionamento. O controle vetorial para ambas configurações é muito semelhante, tendo como diferenças entre a alimentação trifásica para pentafásica, a parametrização a ser utilizada no seu modelo e ganhos dos controladores. Outra etapa a ser modificada são as transformações de coordenadas, que devem ser adaptadas para o número de fases que será usado.

O dimensionamento dos controladores de corrente e velocidade foi determinado analiticamente de forma que as diferenças entre os ensaios de configuração diferente sejam ajustados pelos parâmetros da máquina e apresentem comportamento de primeira ordem. A presença de sobresinal em algumas curvas com a ausência de carga determina que essa determinação sofra ajustes. Entretanto, isso é uma alteração secundária, visto não estar dentro do escopo principal do trabalho que é o acionamento do motor YASA.

Por meio de ensaios específicos, foram obtidos os parâmetros do modelo equivalente da máquina YASA que, foram essenciais na implementação do modelo analítico de forma a tornar as curvas obtidas com o modelo muito semelhantes as dos resultados experimentais.

Os ensaios realizados experimentalmente mostraram o comportamento do motor sem carga e com a presença de torque aplicado ao eixo. Dentre as dificuldades enfrentadas, o acionamento com a presença de torque no eixo não permitiu o uso de velocidades angulares muito altas. Cabe a ressalva de que a única fonte de alimentação com capacidade de tensão suficiente para os ensaios não apresentou funcionamento confiável. Isso comprometeu a realização e ensaios com velocidades mais altas e com maior valor de torque.

Conforme exibido nas figuras do Capítulo 5, os ensaios mostram que as velocidades

desenvolvidas pelo motor seguiram as referências de velocidade impostas de forma satisfatória indicando boa resposta dinâmica do motor. Além disso ocorreu boa concordância entre os resultados experimentais e simulados indicando que a base teórica está bem fundamentada. Valores discrepantes entre a simulação e ensaios experimentais ocorreram principalmente nas curvas de corrente i_q quanto às transições e partidas do motor, mais notoriamente nos ensaios pentafásicos com a presença de carga. Conforme já exposto a presença de uma componente de terceira harmônica pode ter ocasionado algumas das diferenças observadas.

A implementação do sistema utilizando um ciclo de condução simplificado demonstra que o sistema pode ser utilizado na área de tração automotiva devido a boa resposta quando aplicado a seguir uma curva de velocidade em um aplicação que se destina a emular o desempenho de veículos.

Dentre os trabalhos futuros que venham de forma natural a complementar ou agregar a dissertação estão:

- A integração no controle vetorial da máquina configurada com 5 fases da componente de terceira harmônica com o objetivo de agregar uma contribuição ao torque fornecido. O estudo desse acionamento também nas simulações analíticas pode explicar diferenças obtidas e agregar muito ao desenvolvimento do potencial fornecido pela máquina YASA;
- Alterações na bancada de teste, tanto mecânico como elétrico a fim ser possível impor velocidades maiores com torque mais elevado de carga;
- Refinamento dos ensaios de determinação dos parâmetros do modelo equivalente com melhorias na bancada de testes e com equipamentos mais adequados para a realização dos testes. Atenção especial deve ser dada à determinação do momento de inércia do sistema;
- Revisão dos parâmetros de controle de forma as curvas de velocidade sem carga não apresentarem sobresinal nas transições de velocidade. Da mesma forma que os degraus com a presença de carga sejam mais rápidos ao seguirem a referência;
- Implementação e desenvolvimento do acionamento da máquina YASA configurada com 15 fases. O hardware para acionamento contendo um microprocessador ST já está implementado, contudo o controle deve ser realizado por meio um DSP com mais capacidade de cálculos em maior velocidade de processamento. Um sistema que utiliza os dois processadores trabalhando juntos, dividindo funções pode promover o funcionamento e controle vetorial da máquina YASA alimentada com 15 fases.

REFERÊNCIAS

- BABU, S. S.; SUKESH, A. Current Programmed Controlled DC-DC Converter for Emulating the Road Load in Six Phase Induction Motor Drive in Electric Vehicle. **International Conference on Power Electronics and Renewable Energy Applications (PEREA)**, [S.l.], 2020.
- BACON, V. D.; CAMPANHOL, L. B. G.; DA SILVA, S. A. O. Análise Comparativa das Técnicas SPWM e SVM Aplicadas a um Inversor de Tensão Trifásico. **UNOPAR Científica - Ciências Exatas e Tecnológicas**, Londrina, v. 10, n. 1, p. 5–14, Nov 2011.
- BENLAMINE, R. *et al.* Design of an Axial-Flux Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor for Automotive Application: performance comparison with electric motors used in evs and hev. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], Abr 2014.
- BHUTADA, S.; N.R.BHASME. A Review on Multiphase System for High Power Industrial Applications. **IJAREEIE - International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering**, [S.l.], v. 5, n. 6, p. 5094–5100, Jun 2016.
- BIANCHI, N. **Theory and design of fractional-slot PM machines: iee e ias tutorial course [sic] notes**. [S.l.]: Cleup, 2007.
- CAPPONI, F. G.; DONATO, G. D.; CARICCHI, F. Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 48, n. 6, p. 2190–2205, Nov/Dec 2012.
- CERVONE, A. *et al.* Optimal Third-Harmonic Current Injection for Asymmetrical Multiphase Permanent Magnet Synchronous Machines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 68, n. 4, p. 2772–2783, Apr 2021.
- CHATTOPADHYAY, S.; MITRA, M.; SENGUPTA, S. **Electric Power Quality**. New York: Springer, 2010. 89-96 p.
- CHAU, K. **Electric Vehicle Machines and Drives - Design, Analysis and Application**. Hong Kong: Wiley, 2015. 423 p.
- DURAN, M. J.; BARRERO, F. Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines?Part II. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 63, n. 1, p. 459–468, Jan 2016.

ECKERT., P. R. **Sistemas de Referência para Modelagem de Conversores Estáticos e Máquinas Elétricas de Corrente Alternada**. [S.l.]: PPGEE - UFRGS, 2020. p. 27.

EHSANI, M. *et al.* **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles**. Boca Raton: CRC Press, 2005. 424-425 p.

EMADI, A. **Advanced Electric Drive Vehicles**. Boca Raton: CRC Press, 2015. 180-185 p.

GOLTZ, E. C. **Estudo da Máquina Elétrica de Fluxo Axial com Duplo Rotor e Armadura Segmentada**. 2021. 193 p. Tese (Doutorado em Engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2021.

GUZMÁN, M. B. **Novel Control Techniques in Multiphase Drives: direct control methods (dpc and mpc) under limit situations**. 2018. 196 p. Tese (École doctorale) — ParisTech - Paris Institute of Technology, Paris, 2018.

HENGSTLER Absolute Encoder AC58. [S.l.]: Hengstler, 2010. 11 p. Disponível em: https://www.hengstler.com.br/_files/ugd/0e0903_a7e89ad463eb4825b38a8dac28361dae.pdf. Acesso em: 29 outubro 2021.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: principles and practice**. Piscataway, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2003. 744 p.

IEA. Global EV Outlook 2020. **International Energy Agency**, [S.l.], p. 276, 2020. Disponível em: http://www.iea.org/evi/Global-EV-Outlook-2020-Update{_}1page.pdf. Acesso em: 18 abr. 2021.

INFINEON - FF200R06KE3. [S.l.]: Infineon, 2013. 8 p. Disponível em: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-FF200R06KE3-DataSheet-v03_00-EN.pdf?fileId=db3a304412b407950112b434a07960d4. Acesso em: 2 mai. 2021.

KARAMUK, M. Review of Electric Vehicle Powertrain Technologies with OEM Perspective. **ACEMP International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics**, Istanbul, Turkey, p. 18–28, Aug 2019.

KORKMAZ, F. *et al.* Comparative Performance Evaluation of FOC and DTC Controlled PMSM Drives. **IEEE - 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives**, Istanbul, Turkey, May 2013.

KRAUSE, P. *et al.* **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems**. New Jersey: Wiley, 2013. 676 p.

KRISHNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. Boca Raton: CRC Press, 2010. 115-122 p.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. **Electric Vehicle Technology Explained**. London: Wiley, 2012. 328 p.

LAZZARI, T. **Desenvolvimento de Sistemas de Controle para Motores de Ímãs Permanentes para Tração de Veículos Elétricos**. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2020.

LEE, J. S. *et al.* Torque error compensation of SPMSM drives with a Stator Flux Linkage Observer including Low Speed Operation. **IEEE 15th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC)**, Tokyo, Japan, p. 277–280, Mar 2018.

LIN, B. *et al.* Investigation of the Modulation Method of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System. **IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**, [S.l.], n. 4, p. 2435–2438, Jun 2018.

LIU, Z.; LI, Y.; ZHENG, Z. A Review of Drive Techniques for Multiphase Machines. **IEEE CES Transactions on Electrical Machines and Systems**, Beijing, China, v. 2, n. 2, p. 243–251, Jun 2018.

LÓPEZ, I. *et al.* Next generation electric drives for HEV/EV propulsion systems: technology, trends and challenges. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, [S.l.], v. 114, p. 109336, 2019.

MADEMLIS, G. *et al.* Performance Evaluation of Electrically Excited Synchronous Machine compared to PMSM for High-Power Traction Drives. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [S.l.], Sep 2020.

MADHU, R. K.; MATHEW, A. Matlab/Simulink Model of Field Oriented Control of PMSM Drive Using Space Vectors. **IJAET International Journal of Advances in Engineering and Technology**, Kochi, India, v. 6, n. 3, p. 1355–1364, Jul 2013.

MORANDIN, M. **Electric Drives with Permanent Magnet Synchronous Machines Connected to Internal Combustion Engines**. 2013. 220 p. Tese (Doutorado em engenharia) — Scuola di Dottorato di Ricerca in Ingegneria Industriale Indirizzo in Ingegneria Elettrotecnica, Universitaet Degli Studi di Padova, Padova, 2013.

NXP - PMSM Electrical Parameters Measurement. [S.l.]: NXP - Freescale Semiconductor, 2013. 16 p. Disponível em: <https://www.nxp.com/webapp/spss/download/preDownload.jsp?render=true>. Acesso em: 7 jun. 2022.

OGATA, K. **Discrete Time Control System**. New Jersey USA: Prentice Hall International, 1995.

PALOMEQUE, E. F.; MARTÍNEZ, L. R.; SALA, V. Power converters and its application in electric traction systems. Analysis Present and Future Technologies. **IEEE Latin America Transactions**, [S.l.], n. 2, p. 631–638, Feb 2016.

PARIZOTTO, R. **Projeto e desenvolvimento de um inversor multifásico para aplicações automotivas**. 2021. 134 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2021.

PEREIRA., L. A. **Simulação da Máquina de Indução no Sistema de Coordenadas do Estator**. [S.l.]: PPGEE - UFRGS, 2018. p. 6.

POWER Integrations - SCALE-2+2SC0106T. [S.l.]: Power Integrations, 2019. 19 p.
Disponível em: https://www.power.com/sites/default/files/documents/2SC0106T_Manual.pdf. Acesso em: 2 Mar. 2020.

RALLABANDI, V. *et al.* Inductance Testing for IPM Synchronous Machines According to the New IEEE Std 1812 and Typical Laboratory Practices. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], 2018.

RENUKADEVI, G.; RAJAMBAL, K. Performance Investigation of Multi-phase VSI with Simple PWM Switching Techniques. **IJE Transactions C: Aspects**, Pondicherry, v. 26, n. 3, p. 289–296, Mar 2013.

SALEM, A.; NARIMANI, M. A Review on Multiphase Drives for Automotive Traction Applications. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, Hamilton, p. 1329–1348, DECEMBER 2019.

SAVI, F. *et al.* High-Speed Electric Drives: a step towards system design. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, [S.l.], v. 1, n. January, p. 10–21, 2020.

SLUNJSK, M. *et al.* General Torque Enhancement Approach for a Nine-Phase Surface PMSM With Built-In Fault Tolerance. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, [S.l.], v. 68, n. 8, p. 6412–6423, Aug 2021.

TEXAS Instruments - LAUNCHXL-F28379D. [S.l.]: Texas Instruments, 2016. 30 p.
Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ug/sprui77c/sprui77c.pdf>. Acesso em: 7 abr. 2020.

TIAN, B. *et al.* Fault-Tolerant Control of a Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor for Industry Applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, [S.l.], v. 54, n. 4, p. 3943–3952, July/August 2018.

WILAMOWSKI, B. M.; DAVID IRWIN., J. **The Industrial Electronics Handbook - Power Electronics and Motor Drives**. Boca Raton: CRC Press, 2011.

WILTUSCHNIG, I. P. **Projeto e Dimensionamento de um Sistema de Tração para Veículos Elétricos**. 2016. 203 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016.

WOOLMER, T.; MCCULLOCH, M. Analysis of the Yokeless And Segmented Armature Machine. **IEEE IEEE International Electric Machines and Drives Conference**, [S.l.], p. 704–708, May 2007.

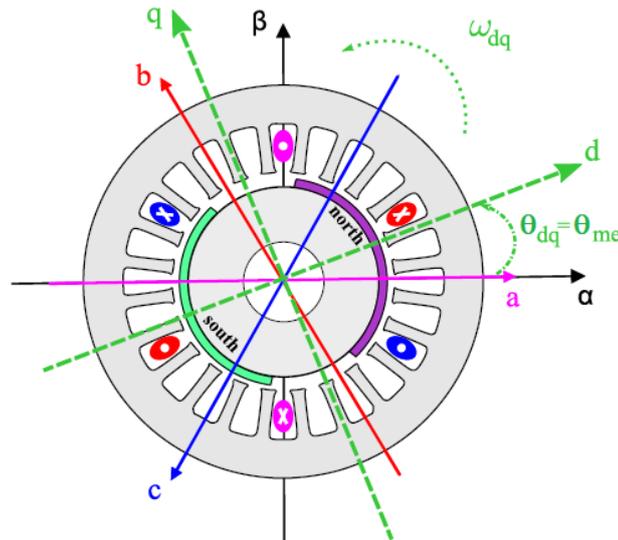
YAN, W. *et al.* A Low Ripple Double Modular-Stator Switched Reluctance Machine for Electric Vehicles Applications. **IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices**, [S.l.], Oct 2020.

YUAN, S.; HOFMANN, W. Data Sheets based Design of an Energy Efficient Powertrain of Electric Vehicles. **EVER Fifteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies**, [S.l.], Sep 2020.

APÊNDICE A EQUACIONAMENTO DA MÁQUINA

Uma descrição detalhada de como foi obtido as equações para uma máquina trifásica é realizada a partir de um modelo simplificado (MORANDIN, 2013). O equacionamento obtido pode utilizado para sistemas multifásicos com ajustes específicos.

Figura 64 – Representação uma máquina à imãs Trifásica com 2 pólos.



Fonte: Adaptado de MORANDIN, 2013.

É exibido na figura 64 o esquemático de uma máquina PMSM de fluxo radial com dois pólos. Estão demonstrados as três fase (a, b e c) sendo que o referencial do estator está no eixo da fase *a*. O referencial do rotor dq0 é exibido sendo que *d* está alinhado aos pólos magnéticos do rotor, e o eixo *q* perpendicular *d*. O ângulo eletromecânico θ_{me} é destacado entre o eixo *d* o eixo da fase *a*. Para velocidade positiva de giro foi adotado sentido anti-horário.

As equações para o sistema trifásico, considerando enrolamentos distribuídos no estator e as fases desfasadas em um ângulo de $\frac{2\pi}{3}$, são:

$$\begin{aligned} v_a(t) &= Ri_a(t) + \frac{d\lambda_a(t)}{dt} \\ v_b(t) &= Ri_b(t) + \frac{d\lambda_b(t)}{dt} \\ v_c(t) &= Ri_c(t) + \frac{d\lambda_c(t)}{dt} \end{aligned} \quad (50)$$

O ângulo elétrico pode ser assumido como:

$$\theta_{me} = p\theta_m \quad (51)$$

Desconsiderando a saturação do ferro e correntes parasitas o fluxo pode ser expresso pela soma da contribuição do fluxo dos imãs e o fluxo devido a corrente dos enrolamentos de cada fase. Assumindo que o fluxo é senoidal e o rotor está independente das correntes de estator:

$$\begin{aligned} \lambda_{a, pm}(t) &= \psi_{pm} \cos(\theta_{me}(t)) \\ \lambda_{b, pm}(t) &= \psi_{pm} \cos(\theta_{me}(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_{c, pm}(t) &= \psi_{pm} \cos(\theta_{me}(t) + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (52)$$

Agora considerado o fluxo devido devido as correntes:

$$\begin{aligned} \lambda_a i(t) &= \lambda_{aa}, i(t) + \lambda_{ab}, i(t) + \lambda_{ac}, i(t) \\ \lambda_b i(t) &= \lambda_{bb}, i(t) + \lambda_{ba}, i(t) + \lambda_{bc}, i(t) \\ \lambda_c i(t) &= \lambda_{cc}, i(t) + \lambda_{ca}, i(t) + \lambda_{cb}, i(t) \end{aligned} \quad (53)$$

As indutâncias podem ser determinadas:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= \frac{\lambda_{aa}, i(t)}{i_a(t)} \\ L_{M, ab} &= \frac{\lambda_{ab}, i(t)}{i_b(t)} = -L_M \\ L_{M, ac} &= \frac{\lambda_{ac}, i(t)}{i_c(t)} = -L_M \end{aligned} \quad (54)$$

Considerando que as indutâncias mútuas são iguais a L_M que as somas das correntes é igual a zero, substituindo em 55 obtemos a indutância síncrona:

$$\begin{aligned} \lambda_a i(t) &= L_{aa}, i_a(t) - L_M [i_b(t) - i_c(t)] \\ \lambda_a i(t) &= (L_{aa} + L_M) i_a(t) \\ \lambda_a i(t) &= L_a i_a(t) \end{aligned} \quad (55)$$

Sendo a máquina isotrópica, todas as indutâncias de fase síncrona são iguais, $L_a = L_b = L_c = L$ então:

$$\begin{aligned} \lambda_a(t) &= \psi_{pm} \cos[(\theta_{me}(t))] \\ \lambda_b(t) &= \psi_{pm} \cos[(\theta_{me}(t) - \frac{2\pi}{3})] \\ \lambda_c(t) &= \psi_{pm} \cos[(\theta_{me}(t) - \frac{4\pi}{3})] \end{aligned} \quad (56)$$

Derivando equações no tempo, elas se tornam:

$$\begin{aligned}\frac{d\lambda_a(t)}{dt} &= L, i_a(t) + e_a(t) \\ \frac{d\lambda_b(t)}{dt} &= L, i_b(t) + e_b(t) \\ \frac{d\lambda_c(t)}{dt} &= L, i_c(t) + e_c(t)\end{aligned}\quad (57)$$

Definindo as tensão induzida como:

$$\begin{aligned}e_a(t) &= \psi_{pm} \cos[(\theta_{me}(t) + \frac{\pi}{2})] \\ e_b(t) &= \psi_{pm} \cos[(\theta_{me}(t) + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3})] \\ e_c(t) &= \psi_{pm} \cos[(\theta_{me}(t) + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3})]\end{aligned}\quad (58)$$

onde $\omega_{me}(t)$ é a velocidade elétrica. Ao substituir as equações as tensões de fase tornaram-se:

$$\begin{aligned}v_a(t) &= Ri_a(t) + L\frac{d\lambda_a(t)}{dt} + \psi_{pm}\omega_{me} \cos[(\theta_{me}(t) + \frac{\pi}{2})] \\ v_b(t) &= Ri_b(t) + L\frac{d\lambda_b(t)}{dt} + \psi_{pm}\omega_{me} \cos[(\theta_{me}(t) + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3})] \\ v_c(t) &= Ri_c(t) + L\frac{d\lambda_c(t)}{dt} + \psi_{pm}\omega_{me} \cos[(\theta_{me}(t) + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3})]\end{aligned}\quad (59)$$

A tensão induzida têm soma nula, pois é a soma das correntes do estator, é possível simplificar as equações de tensão usando o vetor espacial no referencial estacionário. O componente real $v_\alpha(t)$ e o componente imaginário $v_\beta(t)$ do vetor espacial de tensão são:

$$\begin{aligned}v_\alpha(t) &= Ri_\alpha(t) + L\frac{di_\alpha(t)}{dt} + \omega_{me}\lambda_{\beta,pm}(t) \\ v_\beta(t) &= Ri_\beta(t) + L\frac{di_\beta(t)}{dt} + \omega_{me}\lambda_{\alpha,pm}(t)\end{aligned}\quad (60)$$

Aplicando a transformação para o referencial rotativo, o vetor espacial do fluxo resulta em ter apenas o componente real sendo colocado no eixo real. Portanto, o vetor espacial de tensão no novo referencial torna-se:

$$\begin{aligned}v_d(t) &= Ri_d(t) + L\frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t)L_q i_q(t) \\ v_q(t) &= Ri_q(t) + L\frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t)[L_d i_d(t) + \psi_{pm}]\end{aligned}\quad (61)$$

O balanço de potência é obtido multiplicando-se as equações de tensão para as respectivas correntes e somando termo a termo. Assim obtemos:

$$v_d(t)i_d(t) = R[(i_d^2(t) + i_q^2(t))] + L[i_d(t)\frac{di_d(t)}{dt} + i_q(t)\frac{di_q(t)}{dt}] + \omega_{me}(t)\psi_{pm}i_q(t) \quad (62)$$

A equação 62 é equivalente a 63:

$$\frac{2}{3}P_e(t) = \frac{2}{3}P_{Joule}(t) + \frac{2}{3}\frac{dW_m(t)}{dt} + \frac{2}{3}P_{em}(t) \quad (63)$$

onde $P_e(t)$ é a potência elétrica de entrada, $P_{Joule}(t)$ são as perdas Joule, $W_m(t)$ é a energia magnética e $P_{em}(t)$ é a potência eletromecânica. A razão 2/3 permite manter a conservação de energia durante a transformação para dq0. Sendo a equação da potência

$$P_{em}(t) = T(t)\omega_{me}(t) \quad (64)$$

rearranjando o torque eletromagnético é determinado pelas magnitudes da corrente do eixo q e expresso como:

$$T(t) = \frac{3}{2}p\psi_{pm}i_q(t) \quad (65)$$

A partir desta equação é possível destacar que, para reduzir as perdas de cobre, o vetor espacial da corrente $i(t)$ deve ser alinhado ao eixo em quadratura q e o vetor do fluxo ψ_{pm} é alinhado ao eixo direto d , pela definição do referencial rotativo.

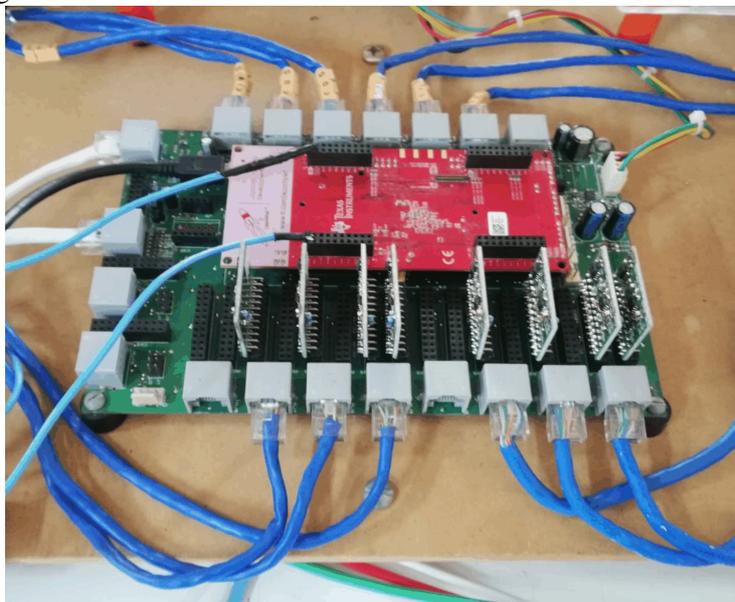
Em máquinas anisotrópicas síncronas como as PMSM's como ímãs internos ao rotor, o comportamento magnético é diferente ao longo dos eixos polares e interpolares. Não é possível caracterizar a máquina com apenas um valor de auto-indutância e indutância mútua porque seus valores variam em função da posição do rotor. No referencial rotativo, cada eixo é caracterizado por uma indutância adequada e a determinação do conjugado torna-se:

$$T(t) = \frac{3}{2}p[\psi_{pm} + (L_d - L_q)i_d(t)]i_q(t) \quad (66)$$

APÊNDICE B DESCRIÇÃO DO INVERSOR

O inversor multifásico foi contruído em (LAZZARI, 2020) e é gerenciado por uma placa central constituída por um kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D que possui um DSP (*Digital Signal Processing*) TMS320F28379D da Texas Instruments (TEXAS INSTRUMENTS - LAUNCHXL-F28379D, 2016). Ele possui dois núcleos de 32 bits, operação em ponto flutuante e clock base de 200 MHz, sendo responsável pela leitura dos sinais de entrada, execução do algoritmo de controle e modulação dos sinais de saída por meio dos gate drives. Os sinais de entrada são obtidos e transformados em sinais de tensão e ajustados em uma faixa de valor compatível com a entrada dos conversores A/D através de circuitos condicionadores. Para a leitura sinais pelo DSP, são utilizados conversores A/D de 12 bits. Após o cálculos necessários para o controle, o DSP envia os sinais de tensão a serem modulados para os gate drivers, que convertem os sinais e comandam o acionamento das chaves IGBTs. A placa central está exibida na Fig. 65:

Figura 65 – Placa Central com DSP e Condicionadores de Sinal.

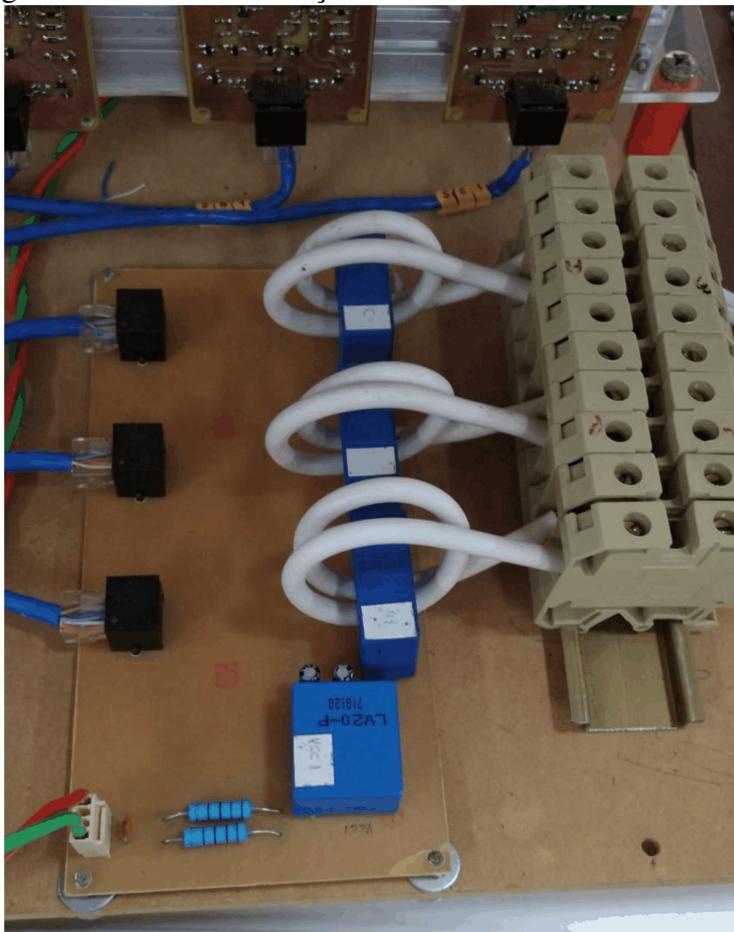


Fonte: Próprio Autor.

A medição das correntes e da tensão do barramento CC foram obtidas por meio dos sensores de efeito Hall da marca LEM, modelos LA 100-P/SP13 e LV 20-P, respectivamente. Dessa forma, a placa, exibida na Fig. 66 contém três sensores para medição da corrente de cada fase do motor, e um sensor para medição da tensão do barramento CC. Os sinais de medição são transmitidos em corrente para a placa central por meio de cabos

ethernet com conexão RJ45.

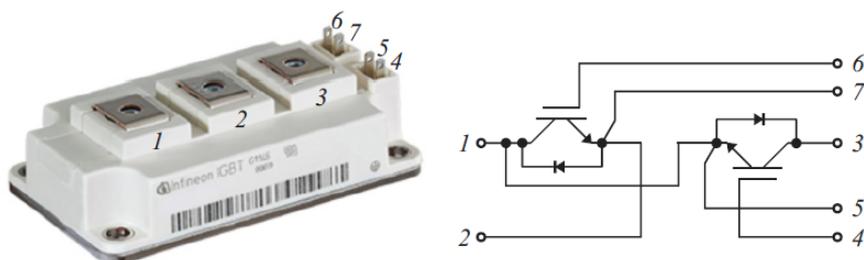
Figura 66 – Placa de Medições de Correntes e Barramento CC.



Fonte: Próprio Autor.

Para as chaves dos inversores de frequência foram usados os módulos IGBTs modelo FF200R06KE3, da marca Infineon, com tensão nominal de 600 V e corrente nominal de 200 A (INFINEON - FF200R06KE3, 2013). Este módulo possui dois IGBTs conectados em série, constituindo um braço do inversor. Assim, foram utilizados seis módulos, três para cada inversor trifásico. A Fig. 67 apresenta o módulo FF200R06KE3 e o esquemático dos seus terminais.

Figura 67 – Módulo IGBT e Esquemático de Pinagem.

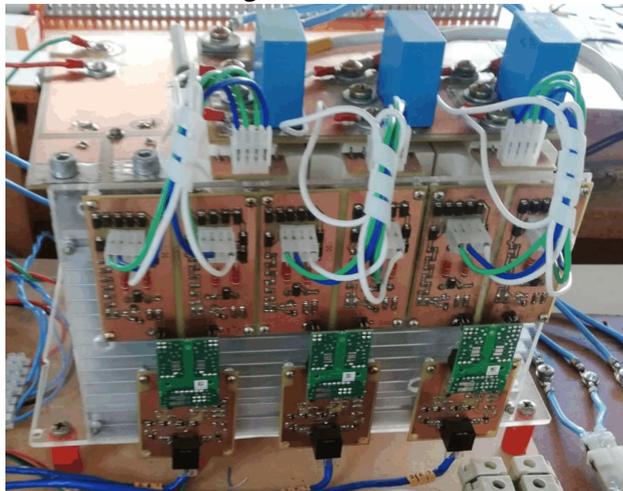


Fonte: Próprio Autor.

O acionamento dos módulos IGBTs foi realizado pelos gate drivers da Power Integrations, modelo 2SC0106T, com dois canais que permite, ou seja, é possível enviar

sinais para duas chaves ao mesmo tempo, ideal para o modo complementar de comutação (POWER INTEGRATIONS - SCALE-2+2SC0106T, 2019). Esses gate drivers são utilizados para aplicações de até 1200 V , 450 A e 50 kHz de frequência de comutação.

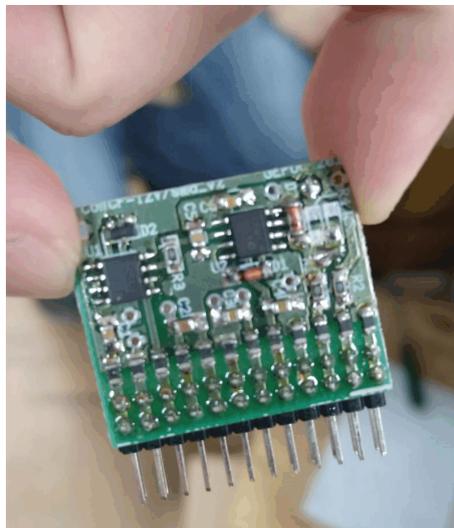
Figura 68 – Módulo com 03 gate drives e 03 IGBT's sobre dissipador.



Fonte: Próprio Autor.

As placas de condicionamento de sinais das entradas para os conversores A/D recebem as medidas dos sensores de corrente e de tensão. Ambas as medidas chegam nas placas de condicionamento por sinais de corrente, onde são convertidas novamente em tensão por meio de um resistor sensor de precisão. Os níveis de tensão da entrada dos conversores A/D é na faixa de 0 a 3V. Devido as correntes possuírem um valor alternado, é necessário aplicar um offset de 1,5V na placa de condicionamento, sendo que esse valor representa 0 A. Assim, os valores negativos das correntes ficam na faixa de 0 a 1,5V e os valores positivos ficam entre 1,5 a 3 V . A proteção da placa é feita a partir de um buffer com amplificador rail-to-rail alimentado em 0 e 3 V. A Fig. 69 exibe a placa condicionadora de sinal que se encontra na placa central.

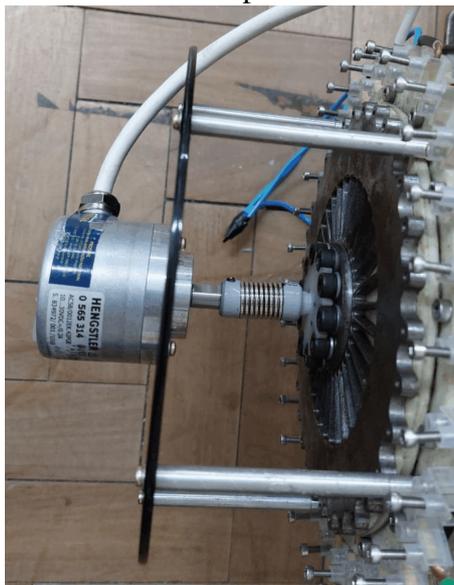
Figura 69 – Placa de Condicionamento de Sinal.



Fonte: Próprio Autor.

Está acoplado ao eixo do motor um encoder que fornece a posição do rotor. Este sensor possui configuração paralela e fornece a posição em código gray, a ser convertido em radianos pelo algoritmo de controle e utilizado na execução do programa (HENGSTLER ABSOLUTE ENCODER AC58, 2010). Este encoder necessita alimentação de 15V e os sinais de leitura são convertidos para 3V a serem lidos pelo DSP por meio de uma placa de interface. A Fig. 70 mostra o sensor de posição conectado ao motor através de um acoplador mecânico:

Figura 70 – Encoder Acoplado ao Eixo do Motor.



Fonte: Próprio Autor.

Na bancada também está implementado um botão de emergência que serve para parar instantaneamente a operação do sistema, abrindo todas as chaves dos inversores e interrompendo a execução das operações no DSP. O software também possui rotinas de segurança para correntes. Caso um valor de corrente for maior que o determinado, ocorre o mesmo processo de interrupção gerado pelo botão de emergência.